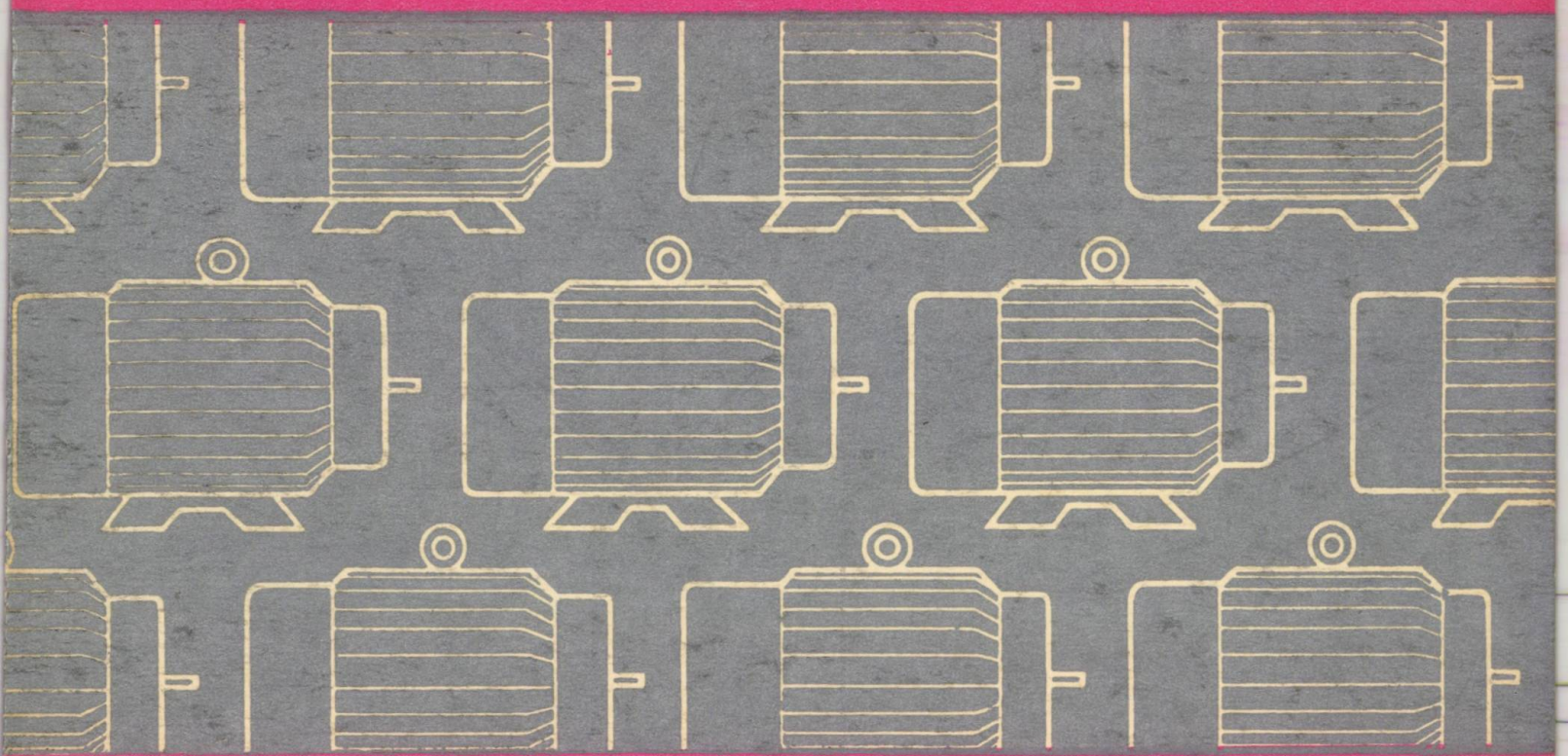
E 2040

09

R

ELECTROTEHNICA

RETURNEAZĂ



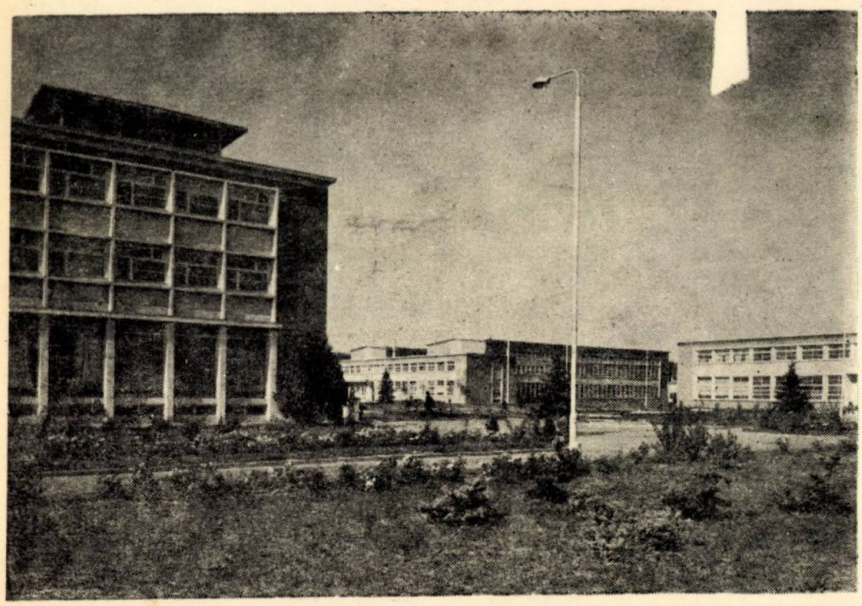
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 1 • IANUARIE 1970

1

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI • BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, sectorul 2
telefon 33.38.30, telex 011203

produce:



PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistenţe bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere

Transistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform

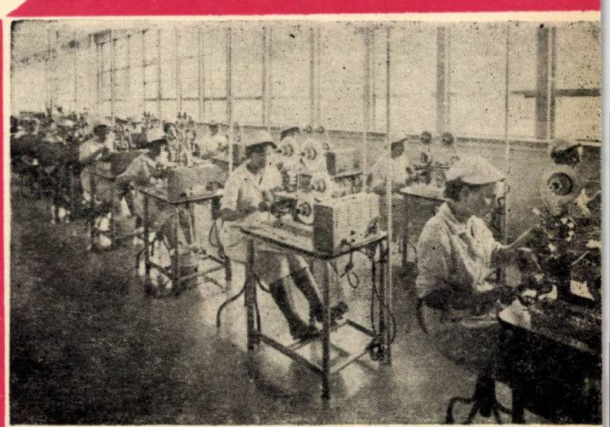
Redresoare cu germaniu de medie putere

Fotodiode cu germaniu

Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

IPRS



I.P.R.S. – Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI • BĂNEASA

CABINETUL TEHNIC — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, Bucureşti, sectorul 2

MAGYAR KÖZGAZDASÁGI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET 1983

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 1. p. 1—40 ianuarie 1970

CUPRINS

CZ 621.313.325.025.2.001.2

Saal, C. : **Teoria oscilomotorului bifazat sincron reactiv**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 1—7

Se stabileşte sistemul general de ecuaţii de funcţionare a oscilomotorului bifazat sincron reactiv cu mişcare rectilinie, ţinînd seamă de fluxul de dispersie magnetică şi de rezistenţa activă a bobinelor de fază. Într-o anexă de calcul se dă calculul aproximativ al inductivităţii de dispersie. Sistemul de ecuaţii diferenţiale fiind neliniar, acesta este rezolvat în mod aproximativ în diferite cazuri particulare, elaborîndu-se teoria oscilomotorului. Se subliniază prezenţa armonicelor impare în componenţa curenţilor de fază. Verificările experimentale efectuate confirmă de bună manieră teoria, chiar în ipoteza unor ecuaţii liniarizate.

CZ 621.313.333.012.001.24 :681.14

Wächter, T. : **Un program pentru proiectarea motoarelor asincrone utilizînd calculatoare electronice de capacitate mică**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 7—12

Se analizează unele particularităţi ale utilizării calculatoarelor electronice de capacitate mică pentru proiectarea maşinilor electrice. Se scoate în evidenţă necesitatea elaborării unui flux de calcul foarte flexibil, care să permită şi o executare parţială. Se descrie fluxul elaborat pentru programul de calcul al motorului asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit şi se prezintă variantele parţiale care se pot efectua independent.

În urma folosirii intense în practică a programului, se face o apreciere critică a lui şi se indică posibilităţile de perfecţionare.

CZ 621.314.2 :621.312

Moraru, A.; *Mereanu, A.* şi *Cahaner Sofia* : **Optimizarea tehnico-economică a transformatoarelor trifazate cu ajutorul calculatoarelor numerice**

Electrotehnica, *18*, nr. 1, ian 1970, p. 13—23

Se prezintă o metodică pentru optimizarea tehnico-economică a transformatoarelor trifazate de putere cu ajutorul calculatoarelor numerice şi rezultatele calculului de verificare pe actuala serie de transformatoare în ulei, de 100—1600 kVA, cu tensiuni pînă la 35 kV.

CZ 621.316.31)—758.027.25.001.4

Antohi, C. şi *Pîrligras Ecaterina* : **Comportarea unor aparate electrice de joasă tensiune în microclimat agresiv.**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 24—28

Se prezintă rezultatele obţinute pe cîteva tipuri de aparate electrice de joasă tensiune expuse timp de 3 ani în microclimate de laborator (cald-umed ciclic şi cald-umed constant), în microclimat minier (orizontul 11, mina de metale neferoase Baia Sprie) şi în mediu maritim (staţiunea Agigea-Constanţa). În încheiere se fac unele recomandări în legătură cu măsurile de protecţie necesare unei bune funcţionări de lungă durată a echipamentelor de joasă tensiune în mediile amintite.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.314.224.3.013.001.24

Braşovan, I. : **Metoda grafică de determinare a curentului secundar al transformatorului de curent în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic.**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 29—32

Se prezintă o metodă grafică originală de determinare, cu o precizie de ordinul procentelor, a curentului secundar nesinusoidal al transformatorului de curent cu sarcină pur chimică în regimul permanent sinusoidal al curertului primar care provoacă saturaţia miezului feromagnetic.

RECENZII 32—33

REFERATE 33—37

CRONICĂ 38—39

SCURTE ŞTIRI 40

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.325.025.2.001.2

Сааль, К.: **Теория двухфазного синхронно-реактивного осциллодвигателя**
Electrotehnica *18*, № 1 янв. 1970 стр. 1–7

Устанавливается общая система уравнений двухфазного синхронно-реактивного осциллодвигателя с возвратно-поступательным движением, с учетом потока магнитного рассеяния и активного сопротивления фазовых катушек. В приложении дается приблизительных расчет индуктивности рассеяния. Поскольку система дифференциальных уравнений нелинейна, ее разрешают в приближении, для различных частных случаев, по разработанной теории осциллодвигателя. Подчеркивается присутствие нечетных гармоник в составе фазовых токов. Проведенные экспериментальные проверки подтверждают пригодность теории, даже в гипотезе нелинеаризованных уравнений.

ДК 621.313.333.012.001.24.681.14

Вехтер, И.: **Программа для проектирования асинхронных двигателей с применением электронных счетных устройств малой мощности**
Electrotehnica *18*, № 1, янв. 1970, стр. 7–12

Анализируются некоторые особенности применения электронных счетных устройств малой мощности для проектирования электрических машин. Подчеркивается необходимость разработки особенно гибкого потока расчета, который позволил бы частичное выполнение. Описывается поток, разработанный для программы расчета трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и приводятся частичные варианты, которые можно производить независимо. После интенсивного использования указанной программы в практике, проводится ее критическая оценка с указанием возможностей усовершенствования.

ДК 621.314.2.621 312

Морару, А.: Меряну, А. и *Каханер Софья:* **Технико-экономическая оптимизация трехфазных трансформаторов при помощи цифровых вычислительных машин.**
Electrotehnica *18*, № 1, янв. 1970, стр. 13–23

Приводится методика технико-экономической оптимизации трехфазных силовых трансформаторов при помощи цифровых вычислительных машин, а также результаты проверочных расчетов на актуальной серии масляных трансформаторов в 100 — 1600 ква и напряжением до 35 кв.

ДК 621.316.319.–758.027.25.001.4

Антохи, К. и *Пырлиграс Екатерина:* **Поведение электрических приборов низкого напряжения в агрессивном микроклимате.**
Electrotehnica *18*, № 1, янв. 1970, стр. 24–28

Приводятся результаты, полученные на нескольких типах электрических приборов низкого напряжния, испытанных в течение 3 лет в лабораторном микроклимате (циклический горячий-влажный и постоянный горячий-влажный), в шахтном микроклимате (11 горизонт, рудник цветных металлов в Baia Spria) и в морской среде (курортная местность Agigea—Constanţa). В заключение рекомендуются некоторые защитные мероприятия, необходимые для долгосрочной работы в надлежащих условиях оборудования низкого напряжения в указанных средах.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.314.224.3.013.1.001.24

Брашован, И.: **Графический метод определения вторичного тока трансформатора тока в режиме насыщения ферромагнитного сердечника.**
Electrotehnica *18*, № 1, янв. 1970, стр 29–32

Приводится оригинальный графический метод определения, с точностью порядка процентов, вторичного несинусоидального тока трансформатора тока с безиндукционной нагрузкой в установившемся синусоидальном режиме первичного тока, вызывающего насыщение ферромагнитной серцевины.

РЕЦЕНЗИИ 32–33
ДОКЛАДЫ 33–37
ХРОНИКА 38–39
КРАТКИЕ ИЗВЕСТИЯ 40

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 Nr. 1 București, ianuarie 1970

Teoria oscilomotorului bifazat sincron reactiv

CAROL SAAL* — Brașov

CZ 621.313.325.025.2.001.2

1. Stadiul actual al teoriei oscilomotoarelor sincrone

Tendința modernă de adaptare din ce în ce mai perfectă a motorului electric la mașina de lucru acționată, adaptare care implică simultan simplificarea sau chiar eliminarea transmisiei mecanice dintre motor și receptorul mecanic, ca și creșterea robusteței dispozitivului de acționare, au fost ideile de bază care au condus la dezvoltarea de mașini electrice liniare. Energia mecanică furnizată de oscilomotoarele liniare se poate folosi în mașini de lucru ca ciocanele electrice, compresoarele cu piston, benzi transportoare, diverse aplicații în industria textilă și în construcții.

Se cunosc numeroase tipuri de oscilomotoare sincrone excitate sau reactive, printre care se enumeră oscilomotorul brevetat de către M. Marinescu și studiat în numeroase lucrări (se citează numai [1], [2]) oscilomotoarele sincrone cu excitație în curent continuu sau cu magneți permanenți, studiate la Institutul politehnic din Kaunas (S. Kudarauskas [3], J. Šatas [4], Iu. Valiukenas [5]). Oscilomotoarele menționate se alimentează de la o rețea monofazată, fiind în general de puteri reduse și având o frecvență de oscilație a armăturii lor mobile egală cu frecvența tensiunii de alimentare. Oscilomotorul bifazat sincron reactiv, studiat de autor [6],..., [9], se alimentează fie dintr-un sistem simetric bifazat de tensiuni, fie de la un sistem trifazat, una din faze cu o tensiune de linie, cealaltă cu tensiunea de fază dintre linia rămasă liberă și conductorul neutru. Frecvența de oscilație a armăturii mobile este dublă față de frecvența tensiunilor de alimentare.

2. Stabilirea ecuațiilor de funcționare ale oscilomotorului bifazat sincron reactiv

2.1. *Premise de calcul*

Se apreciază permeabilitatea porțiunilor feromagnetice ca infinită. Se neglijează cuplajul magnetic dintre cele două bobine de fază, foarte redus în practică, ca și efectul curenților turbionari, induși în circuitul magnetic lamelat. Oscilomotorul se apreciază ca având axa armăturii mobile drept axă de simetrie cilindrică. Se consideră că cele două bobine solenoidale ale oscilomotorului, care reprezintă înfășurările de fază, sînt identice și de secțiune rectangulară. Statorul se presupune fixat rigid, imobil.

2.2. *Fluxurile de dispersie principale ale oscilomotorului*

Traseele liniilor cîmpului magnetic din alezajul statoric al uneia din fazele j ($j = 1, 2$) se presupun rectilinii și dirijate axial. În afara liniilor cîmpului magnetic care trec prin întrefierul util longitudinal, aparținînd fluxului util Φ_{jx}, mai există liniile de cîmp care aparțin fluxurilor magnetice de dispersie $\Phi_{j\sigma}$, Φ'_{jt} (în figura 1 s-a redat o jumătate din motor). Calculul inductivității totale de dispersie L_σ pe fază (relația (I—14)), calcul aproximativ deoarece este bazat pe admiterea traseelor de linii de cîmp din figura 1, este redat în anexa I, unde se dau și expresiile fluxurilor $\Phi_{j\sigma}$, relația I-8 și $\Phi'_{j\sigma}$, relația I-12. Acest calcul s-a dezvoltat pe considerente energetice, similare cu cele din [10].

Se remarcă lipsa contribuției fluxurilor de dispersie în crearea forței electromagnetice axiale rezultante, care se exercită asupra armăturii mobile. Ipotezele admise fac inductivitatea de dispersie independentă de poziția armăturii, ceea ce se consideră aproape de realitate, dat fiind cursele mici ale armăturii în raport cu celelalte dimensiuni ale oscilomotorului.

2.3. *Ecuațiile generale de funcționare ale oscilomotorului*

Dacă Λ_a semnifică permeanța magnetică a întrefierului transversal parazit a iar Λ_{jx} permeanța magnetică a întrefierului util longitudinal instantaneu l_u (fig. 1), corespunde fazei j ($j = 1, 2$), notînd cu l_0 întrefierul longitudinal util corespunzător poziției mediane a armăturii

* Dr. ing. *C. Saal* este profesor la catedra de electrotehnică a Institutului politehnic Brașov.

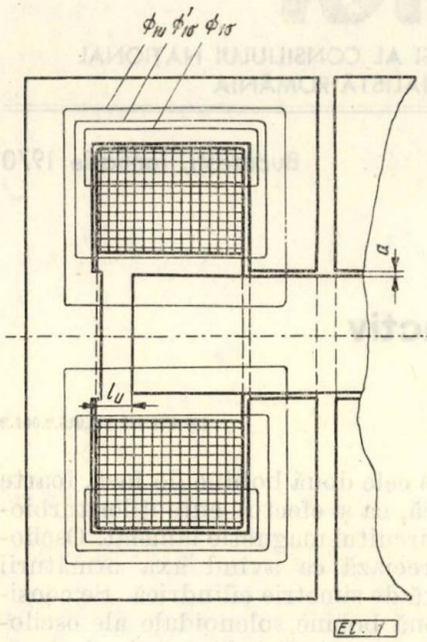


Fig. 1

și cu x deplasarea instantanee a armăturii față de poziția sa mediană, atunci :

$$\Lambda_{jx} = \frac{\mu_0 k_u S_f}{l_u} = \frac{\mu_0 k_u S_f}{l_0 + (-1)^{1+j} \cdot x}\,;\quad \Lambda_a = \frac{\mu_0 S_a}{a}, \tag{1}$$

unde :

μ_0 este constanta magnetică ; k_u — coeficient care ține seama de umflarea liniilor de cîmp, apreciat drept constant pentru cursele reduse ale armăturii ; S_f, S_a — secțiunile transversale, a fierului armăturii, respectiv a întrefierului parazit transversal.

Fluxul magnetic util instantaneu, care contribuie la crearea forței electromagnetice axiale rezultante ce acționează asupra armăturii mobile, este :

$$\Phi_{jx} = U_{mmj} \frac{\Lambda_a \Lambda_{jx}}{\Lambda_a + \Lambda_{jx}}, \tag{2}$$

avînd în vedere schema magnetică echivalentă din figura I-1 b. Dacă se notează

$$l_0' = l_0 + \frac{a k_u S_f}{S_a} > l_0\,;\quad \xi = \frac{x}{l_0'}, \tag{3}$$

se observă că inductivitatea proprie utilă a bobinelor de fază, în poziția mediană a armăturii este :

$$L_0 = \frac{k_u \mu_0 S_f w^2}{l_0'}. \tag{4}$$

Cu aceasta, relațiile (2) trec în :

$$\Phi_{jx} = \frac{L_0' i_j}{1 + (-1)^{1+j} \cdot \xi}. \tag{5}$$

Aici L'_0 reprezintă raportul :

$$L_0' = \frac{L_0}{w}, \tag{6}$$

w fiind numărul de spire comun ale celor două bobine de fază.

Curenții instantanei de fază rezultă din (5) :

$$i_j = \frac{\Phi_{jx}}{L_0'} [1 + (-1)^{1+j}\, \xi]. \tag{5'}$$

În funcționarea în regim permanent, x variază periodic alternativ, însă amplitudinea sa $X_m < l_0'$ și deci mărimea adimensională $\xi = x/l_0'$ variază în valoare absolută între 0 și 1, neputînd atinge însă valoarea 1.

Fluxul magnetic fascicular prin bobina j este :

$$\Phi_{jb} = \Phi_{j\sigma} + \Phi_{jx} = \frac{L_\sigma}{w} i_j + \Phi_{jx},$$

$\Phi_{j\sigma}$ fiind fluxul magnetic fascicular de dispersie, iar L_σ inductivitatea de dispersie.

Ecuațiile de echilibru ale tensiunilor vor fi :

$$R i_j + w \frac{\mathrm{d}\Phi_{jb}}{\mathrm{d}t} = u_j, \tag{7}$$

R fiind rezistența activă pe fază, iar u_j tensiunea instantanee de borne pe fază. Ecuațiile (7) devin :

$$R i_j + L_\sigma \frac{\mathrm{d}i_j}{\mathrm{d}t} + w \frac{\mathrm{d}\Phi_{jx}}{\mathrm{d}t} = u_j. \tag{7'}$$

Eliminarea între relațiile (5'), (7') a curenților i_j și a derivatelor lor $\mathrm{d}i_j/\mathrm{d}t$, ale căror expresii se obțin imediat din (5'), conduce la :

$$\left\{\frac{L_\sigma}{L_0'}[1 + (-1)^{1+j}\,\xi] + w\right\} \frac{\mathrm{d}\Phi_{jx}}{\mathrm{d}t} + \frac{R}{L_0'}[1 + (-1)^{1+j}\,\xi]\Phi_{jx} + (-1)^{1+j} \cdot \frac{L_\sigma}{L_0'} \Phi_{jx} \frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}t} = u_j. \tag{8}$$

Presupunînd tensiunile instantanee la borne pe fază armonice, de forma :

$$u_1 = U_m \cos\omega t\,;\quad u_2 = U_m \sin\omega t, \tag{9}$$

relațiile (8) devin :

$$(1 + k_1 + \xi) \frac{\mathrm{d}\Phi_{1x}}{\mathrm{d}t} + \left[k_2(1 + \xi) + \frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}t}\right]\Phi_{1x} = U_m' \cos\omega t;$$

$$(1 + k_1 - \xi) \frac{\mathrm{d}\Phi_{2x}}{\mathrm{d}t} + \left[k_2(1 - \xi) - \frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}t}\right]\Phi_{2x} = U_m' \sin\omega t, \tag{10}$$

unde :

$$k_1 = \frac{L_0}{L_\sigma}\,;\quad k_2 = \frac{R}{L_\sigma}\,;\quad U_m' = \frac{k_1 U_m}{w}. \tag{11}$$

Mărimile k_1, k_2, U_m' sînt constante, k_1 neavînd dimensiuni, k_2 fiind din punct de vedere dimensional inversa unui timp, iar U_m' tot o tensiune.

Ecuația de echilibru a forțelor care acționează asupra armăturii mobile, ecuația de mișcare a

echipajului mobil a oscilomotorului, poate fi pusă sub forma

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \rho\frac{dx}{dt} + \gamma x = \frac{f_{em}}{m} = n'(\Phi_{2x}^2 - \Phi_{1x}^2), \quad (12)$$

cu :

$$\rho = \beta/m\,; \quad \gamma = k/m\,; \quad n' = 1/2\mu_0 S_f m. \quad (13)$$

Parametrii m, β, k sînt parametrii mecanici echivalenți echipajului mobil (respectiv masa, rezistența de frecare vîscoasă, constanta resortului), iar f_{em} este forța electromagnetică axială rezultantă instantanee, presupusă de tip Maxwell.

Cu schimbarea de variabilă deja introdusă $x = l_0' \xi$, ecuația (12) devine :

$$\frac{d^2\xi}{dt^2} + \rho\frac{d\xi}{dt} + \gamma\xi = n(\Phi_{2x}^2 - \Phi_{1x}^2), \quad (14)$$

unde

$$n = n'/l_0' = 1/(2\mu_0 S_f m l_0'). \quad (15)$$

3. Rezolvarea ecuațiilor de funcționare

Sistemul de ecuații diferențiale de funcționare a oscilomotorului bifazat sincron reactiv, în care funcțiile necunoscute sînt fluxurile magnetice utile fasciculare Φ_{1x}, Φ_{2x} și deplasarea instantanee relativă ξ, raportarea sa fiind efectuată față de întrefierul mediu util corectat l_0' (egalitatea a doua din relația (3)), este constituit de ecuațiile (10), (14) :

$$(1+k_1+\xi)\frac{d\Phi_{1x}}{dt} + \left[k_2(1+\xi) + \frac{d\xi}{dt}\right]\Phi_{1x} = U_m' \cos\omega t\,;$$

$$(1+k_1-\xi)\frac{d\Phi_{2x}}{dt} + \left[k_2(1-\xi) - \frac{d\xi}{dt}\right]\Phi_{2x} = U_m' \sin\omega t\,;$$

$$\frac{d^2\xi}{dt^2} + \rho\frac{d\xi}{dt} + \gamma\xi = n(\Phi_{2x}^2 - \Phi_{1x}^2). \quad (16)$$

Acest sistem neliniar de ecuații diferențiale nu poate fi integrat direct. De aceea se va căuta integrarea sa în cazuri particulare, care deși nu vor descrie exact comportarea oscilomotorului, vor permite să se tragă concluzii importante asupra parametrilor care influențează proiectarea oscilomotorului și a acționării care folosește asemenea oscilomotoare.

3.1. *Inductivitatea de dispersie și rezistența bobinelor neglijabile*

În cadrul unei teorii simplificate, la frecvențe de alimentare între 20 și 50 Hz se poate neglija rezistența activă R a bobinelor de fază, cît și inductivitatea lor de dispersie L_σ. Primele două ecuații (16), deduse din ecuațiile (8), devin :

$$w\frac{d\Phi_{1x}}{dt} = U_m \cos\omega t\,; \quad w\frac{d\Phi_{2x}}{dt} = U_m \sin\omega t,$$

cărora în regim permanent le vor corespunde fluxurile magnetice fasciculare

$$\Phi_{1x} = \frac{U_m}{w\omega}\sin\omega t\,; \quad \Phi_{2x} = -\frac{U_m}{w\omega}\cos\omega t. \quad (17)$$

Ecuația de mișcare devine :

$$\frac{d^2\xi}{dt^2} + \rho\frac{d\xi}{dt} + \gamma\xi = F_m' \cos 2\omega t, \quad (18)$$

cu

$$F_m' = \frac{nU_m^2}{w^2\omega^2} = \frac{U_m^2}{2\mu_0 l_0' m S_f \omega^2 w^2} = \frac{U^2}{\mu_0 l_0' m S_f \omega^2 w^2}. \quad (19)$$

Amplitudinea forței electromagnetice rezultante axiale, care acționează asupra armăturii și care cu ipotezele admise este cosinusoidală și de pulsație dublă față de pulsația tensiunilor de alimentare, este :

$$F_m = \frac{mn' U_m^2}{w^2\omega^2} = \frac{U_m^2}{2\mu_0 S_f w^2\omega^2} = \frac{U^2}{\mu_0 S_f w^2\omega^2}. \quad (20)$$

Integrarea ecuației (18), ecuație diferențială liniară cu coeficienți constanți, nu comportă dificultăți. În regim permanent, deplasarea instantanee x_p a armăturii este :

$$x_p = l_0' \xi_p = X_m \sin(2\omega t - \alpha), \quad (21)$$

unde ξ_p reprezintă soluția de regim permanent a ecuației (18) ; aici :

$$X_m = \frac{F_m}{m\sqrt{(\gamma - 4\omega^2)^2 + 4\rho^2\omega^2}}\,;$$

$$\alpha = \operatorname{arctg}\left(\frac{2\omega\rho}{4\omega^2 - \gamma}\right). \quad (22)$$

Curenții de fază de regim permanent, avînd în vedere egalitatea (5'), devin :

$$i_1 = \frac{U_m}{X_0}[1 + A'\sin(2\omega t - \alpha)]\sin\omega t\,;$$

$$i_2 = -\frac{U_m}{X_0}[1 - A'\sin(2\omega t) - \alpha)]\cos\omega t, \quad (23)$$

unde s-au introdus notațiile :

$$A' = X_m/l'_0 < 1, \quad X_0 = \omega L_0. \quad (24)$$

Mărimea adimensională $A' \in [0, 1)$ nu poate lua valoarea unitate nici cînd amplitudinea deplasării instantanee egalează întrefierul longitudinal util l_0, deoarece pe baza egalității din relația (3) reiese că $l_0' > l_0$, întrefierul parazit transversal a neputînd fi nul. Dacă acest întrefier a tinde către zero și dacă $X_m = l_0$, atunci A' ar tinde către unitate. În ceea ce privește X_0, ea reprezintă reactanța inductivă a bobinelor de fază, corespunzătoare unei poziții mediane a armăturii ($X_m = 0$, $A' = 0$). În relațiile (23), raportul U_m/X_0 reprezintă amplitudinea comună a curenților de fază pentru aceeași poziție mediană imobilă a armăturii, deci :

$$I_{rm} = \frac{U_m}{X_0} = I_r\sqrt{2} \quad (25)$$

are semnificația fizică a amplitudinii *curentului de repaus*. În egalitatea (25) I_r este valoarea eficace a aceluiași curent.

Teoria simplificată a oscilomotorului, în ipotezele simplificatoare $L_\sigma = 0$, $R = 0$ se bazează pe descompunerea curenților de fază și neglijarea armonicelor de ordinul trei. Într-adevăr,

$$i_1 = I_{rm}\left[\sin\omega t + \frac{1}{2}A'\cos(\omega t - \alpha) - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{2}A'\cos(3\omega t - \alpha)\right]. \qquad (26)$$

Trasîndu-se în planul complex diagrama de fazori corespunzătoare componentelor curentului aparținînd armonicei fundamentale și observînd că $I_{rm}\cdot\frac{1}{2}A'\cos(\omega t - \alpha)$ are semnificația unei *componente de mișcare* a curentului de fază, în [8] s-a dezvoltat teoria simplificată a oscilomotorului. Această teorie permite să se evalueze factorul de putere optim al motorului.

$$(\cos\varphi)_{opt} = \frac{1}{2}A'. \qquad (27)$$

Cum parametrul adimensional A' este inferior unității dar se poate apropia mult de unitate,

$$(\cos\varphi)_{opt} < 0{,}5,$$

fiind însă apropiat de 0,5.

3.2. *Rezistența activă a bobinelor de fază neglijabilă*

Similar cu teoria motorului sincron polifazat rotativ, în care se neglijează adesea rezistența activă a înfășurărilor de fază dacă frecvența de alimentare nu este prea scăzută se poate neglija rezistența activă R pe fază; în primele două ecuații din (16) k_2 devine nul, aceste ecuații căpătînd forma:

$$(1+k_1+\xi)\frac{d\Phi_{1x}}{dt} + \frac{d\xi}{dt}\Phi_{1x} = U'_m\cos\omega t;$$

$$(1+k_1-\xi)\frac{d\Phi_{2x}}{dt} - \frac{d\xi}{dt}\Phi_{2x} = U'_m\sin\omega t.$$

Acestea sînt echivalente respectiv cu:

$$d[(1+k_1)\Phi_{1x} + \xi\Phi_{1x}] = d\left[\frac{U'_m}{\omega}\sin\omega t\right];$$
$$d[(1+k_1)\Phi_{2x} - \xi\Phi_{2x}] = d\left[-\frac{U'_m}{\omega}\cos\omega t\right], \qquad (28)$$

d fiind simbolul diferențierii. Integrarea lor membru cu membru permite deducerea fluxurilor magnetice fasciculare utile pe fază:

$$\Phi_{1x} = \frac{U'_m\sin\omega t}{\omega(1+k_1+\xi)}; \quad \Phi_{2x} = -\frac{U'_m\cos\omega t}{\omega(1+k_1-\xi)}, \qquad (29)$$

constantele de integrare trebuind să fie nule în regim permanent. De aici reiese că fluxurile Φ_{1x}, Φ_{2x} depind în afară de timp și de valoarea instantanee a deplasării instantanee relative ξ. Deoarece $|\xi| < 1$, iar $1 + k_1 \gg 1$, rezultă cu bună aproximație că:

$$\Phi_{1x} = \frac{\Phi_{rm}\sin\omega t}{1+\frac{\xi}{1+k_1}} \simeq \Phi_{rm}\left(1-\frac{\xi}{1+k_1}\right)\sin\omega t;$$
$$\Phi_{2x} = \frac{-\Phi_{rm}\cos\omega t}{1-\frac{\xi}{1+k_1}} \simeq -\Phi_{rm}\left(1+\frac{\xi}{1+k_1}\right)\cos\omega t; \qquad (30)$$

amplitudinea comună de repaus a fluxurilor magnetice fasciculare utile Φ_{1x}, Φ_{2x}, cînd armătura imobilă se găsește în poziție mediană ($x = 0$, $\xi = 0$), este:

$$\Phi_{rm} = \frac{U'_m}{\omega(1+k_1)} = U_m/w(X_0 + X_\sigma). \qquad (31)$$

Eliminarea fluxurilor Φ_{2x}, Φ_{1x} între egalitățile (30) și ecuația relativă de mișcare din (16) furnizează ecuația diferențială de ordinul doi în ξ:

$$\frac{d^2\xi}{dt^2} + \rho\frac{d\xi}{dt} + \gamma'\xi' - \varkappa\cos(2\omega t)\cdot\xi^2 = F''_m\cos 2\omega t, \qquad (32)$$

cu notațiile:

$$\gamma' = \gamma - 2F''_m/(1+k_1) = \gamma - [2k_1^2/(1+k_1)^3]F'_m;$$
$$\varkappa = F''_m/(1+k_1)^2 = k_1^2\cdot F'_m/(1+k_1)^4;$$
$$F''_m = k_1^2F'_m/(1+k_1)^2 = n\Phi^2_{rm} \qquad (33)$$

De notat că F''_m poate fi scris și sub forma:

$$F''_m = k_u L_0 I'^2_{rm}/ml'^2_0 = \Phi^2_{rm}/2\mu_0 S_f ml'_0, \qquad (34)$$

care se obține ușor prin înlocuirea mărimilor din relația (33); I'_{rm} semnifică amplitudinea curentului de repaus ($\xi = 0$), $I'_{rm} = U_m/(X_0 + X_\sigma)$. Pentru o reactanță de dispersie $X_\sigma = 0$, I'_{rm} devine I_{rm}, egalitatea (25).

Ecuația diferențială (32) nu este integrabilă direct, fiind neliniară; rezolvări aproximative ale ei, laborioase, pot fi obținute prin diferite metode [11], [12]. Ele nu vor fi abordate aici, deoarece coeficientul $k_1 = L_0/L_\sigma$ este în practică mult superior lui 10. La un oscilomotor existent, $k_1 \simeq 25$, cu care $\varkappa = 1{,}37\cdot10^{-3}F'_m$, fapt care justifică neglijarea termenului care provoacă neliniaritatea în ecuația (32), adică $-\varkappa\cos(2\omega t)\cdot\xi^2$. În aceleași condiții $F''_m = 0{,}925F'_m$, ceea ce arată că fluxul de dispersie micșorează amplitudinea forței electromagnetice axiale. Așadar, se poate înlocui ecuația neliniară (32) cu ecuația liniară:

$$\frac{d^2\xi}{dt^2} + \rho\frac{d\xi}{dt} + \gamma'\xi = F''_m\cos 2\omega t. \qquad (35)$$

Ecuația (35) este corectată față de ecuația (18) în sensul micșorării lui F'_m, ca și a mărimii γ.

Tabela 1

Masa m (kg)		1,50	1,76	2,07	2,52	3,02	3,52	4,02	4,52
Cursa S_{co} (mm)	Calculată	3,69	3,15	2,68	2,20	1,83	1,57	1,38	1,22
	Măsurată	3,5	3,1	2,8	2,2	1,7	1,5	1,4	1,3

În concluzie, luarea în considerație a inductivității de dispersie va permite obținerea de rezultate îmbunătățite față de cele obținute în lucrările [6] —[9]. Teoria din subcapitolul 3.1 poate fi însă aplicată și în cazul considerării inductivității de dispersie, prin înlocuirea lui γ cu γ' și a lui F'_m cu F''_m în ecuația de mișcare (18). Soluția de regim permanent a ecuației (35) este $\xi = A' \sin(2\omega t - \alpha)$, unde $A' = X_m/l'_0$; X_m și α se calculează din relațiile (22), în care γ se înlocuiește cu γ', iar F_m cu l'_0 $mk_1^2 F'_m/(1+k_1)^2$.

Curenții instantanei din bobinele de fază depind de ξ, deci de poziția instantanee a armăturii mobile. Se poate arăta ușor, pe baza egalităților (5'), (30_1), că curentul i_1 are expresia de regim permanent:

$$i_1 = I'_{rm}\left\{\left[1-\frac{1}{2}\,\frac{A'^2}{(1+k_1)}\right]\sin\omega t + \right.$$
$$+\frac{1}{2}\,\frac{k_1 A'}{(1+k_1)}\cos(\omega t-\alpha) -$$
$$-\frac{1}{2}\,\frac{A'}{(1+k_1)}\left[k_1\cos(3\omega t-\alpha)+\frac{1}{2}A'\sin(3\omega t-\right.$$
$$\left.\left.-2\alpha)\right]+\frac{A'^2}{4(1+k_1)}\sin(5\omega t-2\alpha)\right\}; \qquad (36)$$

în componența curenților de fază se relevă prezența de armonice de ordin impar. Pentru $L_\sigma = 0$, $k_1 = \infty$ și egalitatea (36) trece în egalitatea (26).

4. *Verificări experimentale*

Încercările experimentale efectuate s-au limitat la cercetarea funcționării în gol a unui oscilomotor bifazat fără resort, descris în [8]. S-a ridicat curba curentului pe fază, în regim permanent și s-au măsurat cursele descrise de armătura mobilă $S_{c0} = 2X_m$, cu o precizie de $\pm$ 0,1 mm, pentru diferite frecvențe ale tensiunilor de alimentare, tensiuni efective și mase ale armăturii mobile.

Experiența arată că oscilomotorul funcționează stabil, găsindu-se o bună concordanță între teorie și practică. Din lipsă de spațiu se va examina dependența S_{c0} (m), pentru frecvența de alimentare $f = 25$ Hz, $U = 110$ V pe fază. În gol, rezistența de frecare vîscoasă β poate fi neglijată, ca și mărimea γ, oscilomotorul nefiind prevăzut cu resort, iar γ' fiind practic nul. Rezultă:

$$S_{c0} = \frac{k_1^2}{(1+k_1)^2}\cdot\frac{F_m}{2\omega^2 m} = c_0/m. \qquad (37)$$

La oscilomotorul studiat au rezultat: $F_m = 295$ N, $\omega = 2\pi f = 157$ s^{-1}, $k_1 = 24{,}6$. Cu acestea:

$$c_0 = \frac{24{,}6^2}{(1+24{,}6)^2}\cdot\frac{295}{2.157^2} = 554\cdot 10^{-3}\ \text{kg}\cdot\text{m} =$$
$$= 5{,}54\ \text{kg}\cdot\text{mm},$$

cu care expresia analitică a curselor în gol rezultă:

$$S_{c0} = 5{,}54/\text{m (mm)}.$$

Comparația dintre calcul și experiment s-a redat în tabela 1.

ANEXĂ

Calculul inductivității de dispersie magnetică

Pentru efectuarea aproximativă a calculului inductivității de dispersie magnetică a bobinelor de fază, se acceptă drept trasee ale principalelor fluxuri magnetice Φ_{jx}, $\Phi'_{j\sigma}$, $\Phi_{j\sigma}$ cele indicate în figura 1. Aceste fluxuri magnetice fasciculare sînt: Φ_{jx} — util, liniile sale de cîmp trecînd prin întrefierul longitudinal de permeanță Λ_{jx}; $\Phi'_{j\sigma}$ — de dispersie, cu linii de cîmp trecînd prin porțiunea de alezaj statoric necuprinzînd spirele bobinei fazei j; $\Phi_{j\sigma}$ — de dispersie, trecînd prin porțiunea care conține spirele bobinei fazei j ($j = 1, 2$). Dacă U_{mmj} reprezintă tensiunea magnetomotoare a bobinei j, notînd cu Λ_a permeanța magnetică a întrefierului transversal parazit a (dintre armătura mobilă și polul statoric, fig. I-2 *a*), schema magnetică echivalentă fazei j este cea din figura I-1 *a*. Aici $\Lambda_{j\sigma}$ reprezintă permeanța magnetică corespunzătoare fluxului $\Phi_{j\sigma}$ care o parcurge, $\Lambda'_{j\sigma}$ permeanța magnetică

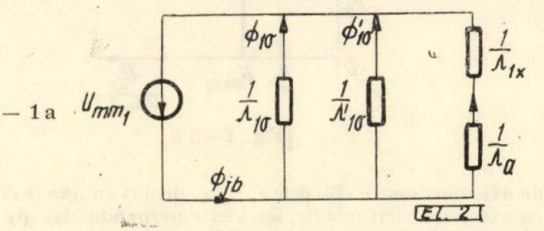


Fig. I— 1 a

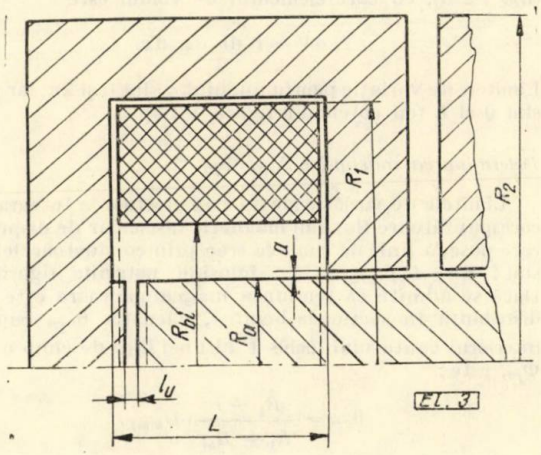


Fig. I — 2 a

corespunzătoare fluxului $\Phi'_{j\sigma}$. Aceste permeanţe se consideră alimentate de întreaga tensiune magnetomotoare U_{mmj} a bobinei fazei j, ele trebuind determinate corespunzător acestei supoziţii.

Dacă se notează :

$$\Lambda_\sigma = \Lambda_{j\sigma} + \Lambda'_{j\sigma}\,; \quad \Phi_\sigma = \Phi_{j\sigma} + \Phi'_{j\sigma}\,, \tag{I-1}$$

schema magnetică echivalentă pe fază devine cea din figura I-2 b.

Energia acumulată în cîmpul magnetic de dispersie din alezajul liber de oţel silicios al statorului unei bobine poate fi scrisă :

$$W_\sigma = \frac{1}{2}\,\mu_0 \int_V H^2\,\mathrm{d}V = \frac{1}{2}\,\mu_0 \int_{r_1}^{r_2}\int_0^{2\pi}\int_0^{L} H^2\, r\cdot \mathrm{d}r\cdot \mathrm{d}\varphi\cdot \mathrm{d}x, \tag{I-2}$$

μ_0 fiind constanta magnetică, H intensitatea cîmpului magnetic, iar V volumul alezajului considerat, care nu cuprinde armătura feromagnetică mobilă sau întrefierul util longitudinal. Relaţia (I-2) poate fi explicitată dacă se alege un sistem

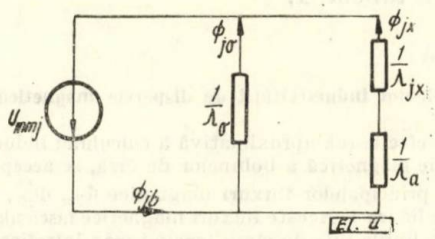


Fig. I—1 b

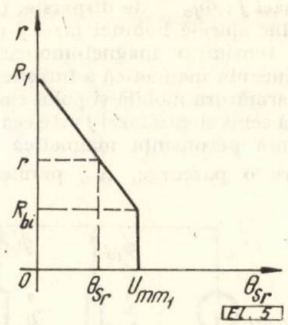


Fig. I—2 b

de axe coordonate cilindric r, φ, x, dispus cu axa x coincizînd cu axa armăturii mobile, iar axa r perpendicular pe aceasta (fig. I-2 *a*), cu care elementul de volum este

$$\mathrm{d}V = r\cdot \mathrm{d}r\cdot \mathrm{d}\varphi\cdot \mathrm{d}x.$$

Limitele de variaţie pentru unghiul φ sînt 0 şi 2π, iar pentru x sînt 0 şi L (cu cotele din figura I-2 a).

Determinarea mărimilor $\Lambda_{j\sigma}$, $\Phi_{j\sigma}$

Limitele de variaţie ale lui r în efectuarea integralei (I-2), corespunzătoare fluxului magnetic fascicular de dispersie $\Phi_{j\sigma}$, care posedă linii de cîmp ce trec prin conductoarele bobinei, sînt : $r_1 = R_{bi}$; $r_2 = R_1$, folosind notaţiile figurii I-2 a. Dacă se admite că tensiunea magnetomotoare este uniform distribuită în secţiunea bobinei, solenaţia $\theta_{s\Gamma}$, cuprinsă în interiorul conturului închis Γ al unei linii de cîmp a fluxului $\Phi_{j\sigma}$, este :

$$\theta_{s\Gamma} = \frac{R_1 - r}{R_1 - R_{bi}}\cdot U_{mmj}\,. \tag{I-3}$$

Aici $U_{mmj} = wi_j$, w fiind numărul de spire al unei bobine de fază, iar i_j curentul care parcurge faza j. În figura I-2 b s-a reprezentat dependenţa dintre distanţa r de la axul armăturii mobile şi solenaţia $\theta_{s\Gamma}$, înlănţuită de o linie a fluxului magnetic de dispersie $\Phi_{j\sigma}$.

Dacă conturul închis aparţinînd unei linii de cîmp al fluxului $\Phi_{j\sigma}$ este Γ, aplicarea legii circuitului magnetic furnizează :

$$\oint_\Gamma \overline{H}\cdot \mathrm{d}\overline{l} \simeq H\int_0^L \mathrm{d}x = HL = \theta_{s\Gamma}. \tag{I-4}$$

deoarece H nu depinde de x în porţiunea liniei de cîmp care trece prin bobină, r fiind constant. Scoţînd pe H din egalitatea (I-4) şi introducînd în expresia sa pe $\theta_{s\Gamma}$ obţinut din (I-3), după introducerea lui H în egalitatea (I-2) se obţine energia $W_{j\sigma}$ acumulată în cîmpul magnetic corespunzător permeanţei de dispersie $\Lambda_{j\sigma}$:

$$W_{j\sigma} = \frac{1}{2}\,\mu_0 \int_{R_{bi}}^{R_1}\int_0^{2\pi}\int_0^{L} \frac{(R_1 - r)^2\; U^2_{mmj}}{L^2(R_1 - R_{bi})}\, r\cdot \mathrm{d}r\cdot \mathrm{d}\varphi\cdot \mathrm{d}x =$$

$$= \pi\mu_0 \frac{U^2_{mmj}}{L\,(R_1 - R_{bi})^2}\left(\frac{R_1^4}{12} - \frac{R_1^2\,R_{bi}^2}{2} + \frac{2}{3}\,R_1 R_{bi}{}^3 - \frac{R_{bi}^4}{4}\right) =$$

$$= \frac{1}{2}\,U^2_{mmj}\,\Lambda_{j\sigma}\,. \tag{I-5}$$

Dacă se introduce parametrul adimensional, real, pozitiv şi subunitar

$$\delta = R_{bi}/R_1, \tag{I-6}$$

după efectuarea unor simplificări, rezultă, din ultima egalitate (I-5), permeanţa magnetică de dispersie :

$$\Lambda_{j\sigma} = \frac{\pi\mu_0 R_1^2}{6L}(1 + 2\delta - 3\delta^2). \tag{I-7}$$

Fluxul parţial de dispersie rezultă imediat :

$$\Phi_{jo} = U_{mmj}\;\Lambda_{j\sigma}. \tag{I-8}$$

Se poate verifica imediat că $\Lambda_{j\sigma}$ admite un maximum pentru $\delta = 1/3 = 0{,}33$, deoarece ecuaţia $\mathrm{d}\Lambda_{j\sigma}/\mathrm{d}t = 0$ este satisfăcută de această valoare, fiind îndeplinite şi condiţiile de maximum. Valoarea acestui maxim este :

$$(\Lambda_{j\sigma})_{max} = (\Lambda_{j\sigma})_{\delta\,=\,1/3} = 2\pi\mu_0 R_1^2/9L.$$

Determinarea mărimilor $\Lambda'_{j\sigma}$, $\Phi'_{j\sigma}$

Cum se vede din figura 1, liniile fluxului de dispersie $\Phi'_{j\sigma}$ înlănţuie în permanenţă întreaga bobină, deci tensiunea magnetomotoare înlănţuită nu depinde de r, fiind egală cu $U_{mmj} = wi_j$; r variază între limitele $r_1 = R_a$; $r_2 = R_{bi}$ (fig. I-2 a). Intensitatea cîmpului magnetic fiind $H = U_{mmj}/L$, deci independent de r, x, φ, egalitatea anterioară deducîndu-se din (I-2), energia $W'_{j\sigma}$ acumulată în cîmpul magnetic din spaţiul corespunzător permeanţei $\Lambda'_{j\sigma}$, va fi :

$$W'_{j\sigma} = \frac{1}{2}\mu_0 \int_{R_a}^{R_{bi}}\int_0^{2\pi}\int_0^{L} H^2 r\cdot \mathrm{d}r\cdot \mathrm{d}\varphi\cdot \mathrm{d}x = \frac{\pi\mu_0}{2L}U^2_{mmj}\left(R_{bi}^2 - R_a^2\right) =$$

$$= \frac{1}{2}\,U^2_{mmj}\,\Lambda'_{j\sigma}. \tag{I-9}$$

Dacă se notează cu λ parametrul adimensional, real şi pozitiv

$$\lambda = R_a/R_1, \tag{I-10}$$

din egalităţile (I-9) se obţine :

$$\Lambda'_{j\sigma} = \pi\mu_0\, R_1^2\,(\delta^2 - \lambda^2)/L. \tag{I-11}$$

Fluxul parțial de dispersie $\Phi'_{j\sigma}$ are expresia :

$$\Phi'_{j\sigma} = U_{mmj}\Lambda'_{j\sigma}. \qquad \text{(I-12)}$$

Determinarea permeanței totale de dispersie și a inductivității de dispersie magnetică

Permeanța totală de dispersie Λ_σ rezultă din egalitățile (I-1_1), (I-7), (I-11) :

$$\Lambda_\sigma = \Lambda_{j\sigma} + \Lambda'_{j\sigma} = \frac{\pi\mu_0 R_1^2}{6L}(1 + 2\delta + 3\delta^2 - 6\lambda^2). \qquad \text{(I-13)}$$

Inductivitatea de dispersie magnetică are expresia :

$$L_\sigma = w^2\Lambda_\sigma, \qquad \text{(I-14)}$$

iar fluxul magnetic fascicular total de dispersie va fi :

$$\Phi_\sigma = \Phi_{j\sigma} + \Phi'_{j\sigma} = U_{mmj}\Lambda_\sigma = U_{mmj}L_\sigma/w^2. \qquad \text{(I-15)}$$

Inductivitățile bobinelor de fază

Dacă L_0 semnifică inductivitatea utilă de repaus a unei bobine, armătura mobilă fiind în poziția mediană a sa, atunci inductivitățile proprii ale bobinelor L_j vor fi :

$$L_j = L_\sigma + w\Phi_{jx}/i_j = L_\sigma + \frac{L_0}{1+(-1)^{1+j\xi}} \simeq$$

$$\simeq L_\sigma + L_0[1 + (-1)^j_\xi]. \qquad \text{(I-16)}$$

unde $\xi = x/l'_0$, deplasarea instantanee raportată la lungimea corectată l'_0 a întrefierului util.

Notă. Cu premisele de calcul acceptate, fluxul magnetic de dispersie nu depinde de poziția armăturii mobile ; pentru cursele mici ale armăturii oscilomotorului în raport cu dimensiunile sale, aceasta poate fi apreciat ca reflectînd corect ealitatea, oscilomotoarele reactive putînd fi considerate ca funcționînd cu un flux de dispersie independent de cursă.

Bibliografie

[1] *Marinescu, M.* Sur un nouveau moteur électrique à mouvement alternatif. In : R.G.E., **70**, 1961, p. 453—459.

[2] *Marinescu, M.* Les moteurs à mouvements linéaires du type électromagnétique. In : Le Génie civile, **143**, 13—14, 1966, 297—301.

[3] *Kudarauskas, S.* Issledovanie sinhronnogo dvigatelia kolebatel'nogo dvijenia s postoiannoi induktivnostiu obmotki. Autoreferatul tezei de candidat în științe tehnice. Inst. politehnic Kaunas, 1963, 28 p.

[4] *Šatas, J.P.* Magnitnîe potoki v sinhronnîh vozbujdaemîh dvigateliah kolebatel'nogo dvijenia. Autoreferatul tezei de candidat în șt. tehnice. Inst. politehnic Kaunas, 1968, 26 p.

[5] *Valiukenas, Iu.* Issledovanie sinhronnogo dvigatelia kolebatel'nogo dvijenia s peremennoi induktivnostiu glavnoi obmotki. Autoreferatul tezei de candidat în șt. tehnice. Inst. politehnic Kaunas, 1969, 24 p.

[6] *Saal, C.* Contribuții la studiul funcționării oscilomotorului bifazat sincron. In : St. cerc. energ. electr., Ed. Academiei R.S.R., **17**, 4, 1967, 721—739.

[7] *Saal, C.* Study of an Oscillating Biphase Synchronous Linear Motor (I). In : Bul. Inst. politehnic Iași, serie nouă, XIII, fasc. 1—2, 1967, p. 345—363.

[8] *Saal, C.* Studii privind acționările electromecanice cu motoare liniare cu mișcare alternativă. Rezumatul tezei de doctorat. Inst. politehnic Iași, 1968, 48 p.

[9] *Saal, C.* Ecuațiile de funcționare ale oscilomotorului bifazat cu mișcare rectilinie. In : Bul. Inst. politehnic Brașov, seria A, t. **11**, 1969, 49—62.

[10] *Bertinov, A.I., Alievskii, B.L.* Magnitnoe rasseivanie v unipoliarnîh mașinah postoiannogo toka. In : Beskontaktnîe i unipoliarnîe elektriceskie mașinî (Mașinostroienia) 1966, p. 153—164.

[11] *Davies, H.T.* Introduction to Nonlinear Differential and Integral Equations. New-York, Dover Publications Inc., 1962 ; 566 p.

[12] *Hayashi, Ch.* Nonlinear Oscillations in Physical Systems. New-York, San Francisco, Toronto, London, Mc.Graw-Hill Book Co., 1964 (trad. în l. rusă, Moscova, Mir., 1968, 432 p.).

Un program pentru proiectarea motoarelor asincrone utilizînd calculatoare electronice de capacitate mică

Tiberiu Wächter* — Timișoara

CZ 621.313.333.012.001.24:681.14

Domeniul proiectării mașinilor electrice este, în ultimii ani, frecvent abordat în literatura tehnică. Sînt cercetate extrem de numeroase probleme legate de proiectare, de la corelațiile cele mai intime dintre fenomenele care au loc în mașinile electrice [1]—[4], pînă la problemele de calcul termic [5] și de la metode de programare [6]—[8] pînă la proiectarea optimală extrem de complexă și necesitînd calculatoare de capacitate mare [9]—[12].

Dată fiind aria vastă a problemelor cît și faptul că lucrări de sinteză s-au mai publicat [13] autorul a citat numai cîteva lucrări din bibliografia studiată.

Întrucît necesitățile practice impun folosirea condițiilor concrete, existente, în ceea ce privește accesul la calculatoare electronice, am privit literatura de specialitate din acest punct de vedere. S-a remarcat astfel că la folosirea calculatoarelor de capacitate mică o serie de principii generale rămîn valabile dar apar și o serie de particularități care nu fac obiectul nici unui studiu din cele pe care le cunoaștem.

1. Particularitățile în utilizarea calculatoarelor de capacitate mică

Abordarea proiectării seriilor unitare de motoare asincrone sau optimizarea acestora cu ajutorul calculatoarelor numerice mari este o problemă extrem de importantă prin consecințele ei economice. Din acest motiv și datorită specificului muncii de proiectare din cadrul fiecărei întreprinderi cît și pentru a asigura o

* *Tiberiu Wächter* este inginer proiectant la serviciul Constructor Șef I din cadrul uzinei Electromotor-Timișoara.

concepţie unitară, o problemă de o asemenea complexitate ca cea enunţată este justificat să fie obiectul coordonării unui institut central ca I.C.P.E.

În practica industrială curentă apar însă mereu probleme de proiectare şi reproiectare a unor maşini, care reclamă un volum mare de calcul. Este cazul proiectării unor noi tipuri de motoare solicitate de beneficiar sau impuse de planul tehnic, cît şi a reproiectării în vederea valorificării unor rezerve interne sau a realizării unor economii pe seama utilizării unor materiale cu caracteristici superioare. În asemenea situaţii proiectantul recurge în prezent la obişnuitul său instrument de calcul: rigla, accesul la un calculator mare fiind încă în condiţiile concrete dificil şi deci neoperativ. Folosirea unui instrument de calcul rapid este însă o necesitate care rezultă limpede din examinarea procesului de proiectare. Acesta comportă trei faze [10]:

1) propunerea unei soluţii;
2) calculul parametrilor impuşi şi a consumurilor de materiale;
3) examinarea rezultatelor şi luarea unei decizii — acceptarea soluţiei sau propunerea unei noi soluţii şi reluarea calculului.

În timp ce fazele 1 şi 3 au o durată determinată direct de experienţa proiectantului şi pretind acestuia o activitate, putem spune, cel puţin parţial creatoare, faza 2 reprezintă un proces stereotip, de rutină. Durata mare, de circa 17—20 ore, a acestei faze, precum şi desfăşurarea sa după o metodică odată stabilită, justifică din plin, credem, orice străduinţă de a reduce durata sa.

În vederea realizării acestui deziderat, am utilizat un calculator tip „Programma 101" Olivetti, care a intrat de curînd în dotarea a numeroase institute de proiectări şi întreprinderi. Manevrarea simplă a acestui calculator, care îl face accesibil şi unui personal mediu calificat, precum şi limbajul de programare facil [14] constituie argumente în favoarea acestuia. Dată fiind capacitatea mică şi viteza de lucru relativ redusă a calculatorului, în elaborarea unui program de calcul a trebuit să ţinem seama de cîteva observaţii.

În primul rînd, întrucît calculatorul are posibilitatea de a reţine date atunci cînd se trece de la executarea instrucţiunilor de pe o cartelă magnetică pe alta, posibilitatea aceasta trebuie folosită pentru a reduce pe cît posibil numărul datelor care trebuie introduse de către operator. Aceasta are ca efect mărirea vitezei de lucru şi reducerea posibilităţilor de eroare la introducerea datelor.

În al doilea rînd este de observat faptul că în cazul calculului unei maşini electrice în mai multe variante constructive există anumite părţi care nu se refac la fiecare variantă, ele rămînînd valabile fiind o dată calculate. Considerăm că această observaţie este fundamentală la utilizarea calculatoarelor de capacitate mică pentru că ea oferă posibilitatea reducerii substanţiale a duratei de calcul.

Dificultatea la întocmirea unui program de calcul apare tocmai atunci cînd se tinde spre satisfacerea observaţiilor de mai sus, avînd în vedere numărul mare de variante de calcul posibile. Alegînd dintre acestea pe cele principale,

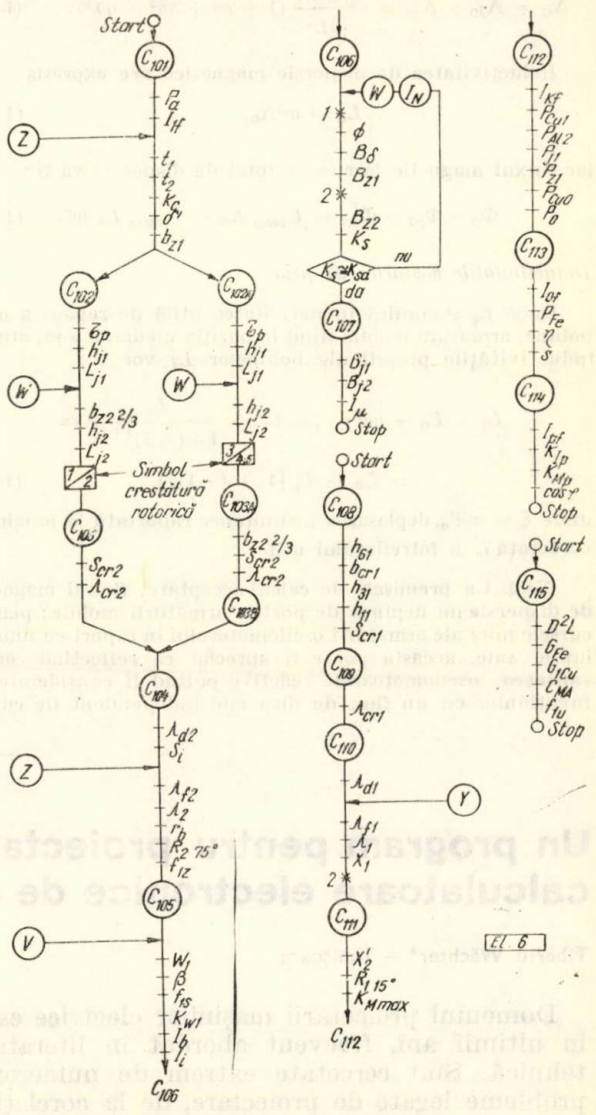


Fig. 1. Fluxul de calcul complet pentru motorul asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit.

următoarea etapă este organizarea fluxului de calcul aşa încît să fie posibilă şi executarea sa parţială, corespunzător cu necesităţile de calcul al tipurilor de variante alese.

2. Descrierea programului

Conform celor arătate s-a elaborat schema fluxului de calcul pentru motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit prezentată în figura 1.

Programul corespunzător acestei scheme ocupă 14 cartele magnetice înlănțuite în două secvențe $C_{101}-C_{107}$; $C_{108}-C_{114}$ și o cartelă C_{115} pentru calculul consumurilor și a costului materialelor active precum și a factorului de umplere. La baza programului stau relațiile întocmite pe baza literaturii de specialitate [15] și [16] care se folosesc în proiectare și la care s-au adus unele modificări care conduc la mărirea vitezei sau a preciziei calculului.

Astfel, curba $\frac{1}{1+\tau_1} = f(p)$ dată de Liwschitz ([17], p. 142, fig. 117) s-a liniarizat pentru intervalul $p = 1...4$, care corespunde motoarelor asincrone din seriile unitare, sub forma:

$$\frac{1}{1+\tau_1} = 0{,}983-0{,}004\ p. \qquad (1)$$

În relația (1) τ_1 reprezintă factorul de dispersie statoric (numit și al lui Heyland) definit ca raportul reactanței statorice de dispersie X_μ la reactanța statorică X_{1s}. În acest fel τ_1 nu poate fi calculat de la început pentru că ne lipsesc unele elemente, dar întrucît prezența lui în relațiile fluxului polar, a inducției din jugul statoric și a altora pretind cunoașterea sa, se recurge la o metodă frecventă în proiectarea mașinilor electrice și anume: se admite o valoare inițială care se va verifica ulterior și dacă va fi necesar se modifică calculele. Pentru orientarea proiectanților în asemenea cazuri unii autori indică relații sau curbe care dau cu ușurință valoarea inițială căutată (în cele de mai sus τ_1, dar sub forma $1/1+\tau_1$) în funcție de unele elemente caracteristice (mai sus p).

De asemenea, coeficientul K_{rot} care intervine în relația curentului rotoric I_2 pentru a ține seamă de pierderile prin frecare în lagăre și aer, precum și de cele suplimentare s-a considerat a fi dat de relația:

$$K_{rot} = \eta^2 - 2{,}59\ \eta + 2{,}63, \qquad (2)$$

care dă o precizie bună pentru domeniul uzual: $\eta = 0{,}72...0{,}92$.

Relația (2) nu reprezintă decît o aproximație printr-o expresie ușor calculabilă a unei curbe empirice, folosită uzual în practica de proiectare [15] [16].

S-au înlăturat astfel timpii de căutare în diagramă și posibilitățile de a greși la citirea valorilor.

Pentru permeanța crestăturii statorice λ_{crl} s-au folosit relațiile din [18] p. 195, care sînt mai complicate, însă dau o precizie mai bună.

În vederea unei urmăriri mai ușoare a fluxului de calcul, în figura 1 s-au indicat numai mărimile mai importante care se calculează, nearătîndu-se și mărimile care trebuie introduse pentru efectuarea operațiilor.

În secvența întîi formată din cartelele $C_{101}-C_{107}$ se calculează, după cum se poate urmări și pe figura 1, succesiunea următoarelor mărimi:

— puterea aparentă și curentul de fază;

— elementele geometriei transversale statorice (exclusiv crestătura);

— elementele geometriei transversale rotorice. Se observă din figura 1 posibilitatea de a efectua calculele pentru cinci forme de crestături rotorice înfățișate în figura 2. Operatorul lucrează cu cartelele C_{102}, C_{103} pentru formele 1 și 2 și cu C_{102A}, C_{103A}, C_{103B} pentru formele 3, 4, 5. Alegerea formulelor corespunzătoare se face automat prin indicarea simbolului crestăturii. De asemenea calculatorul face distincție între motoarele cu 2 poli și cele cu 4, 6 sau 8 poli în vederea calculării corecte a elementelor jugului rotoric, știut fiind că relațiile de calcul în aceste două cazuri sînt diferite;

— permeanțele rotorice și secțiunea inelului de scurtcircuitare;

— rezistențele rotorice;

— elemente de bobinaj: număr de spire, factor de zonă, de scurtare și de bobinaj;

— curenții rotorici;

— fluxul magnetic, inducțiile și t.m.m. în dinți, factorul de saturație K_s. Dacă se obține un K_s diferit de factorul ales K_{sa} cu mai mult decît 5% operatorul reia calculul în cadrul cartelei C_{106} prin inițializări și tastarea unui w;

— inducțiile și t.m.m. în juguri și curentul de magnetizare.

După executarea secvenței întîi calcaulatorul poate fi oprit, iar operatorul își poate completa formularul de lucru cu datele calculate care sînt necesare în continuare.

Secvența a doua este formată din cartelele $C_{108}-C_{114}$, în cadrul ei calculîndu-se următoarele mărimi:

— dimensiuni legate de crestătura statorică, secțiunea crestăturii;

— permeanțele, reactanțele și rezistențele statorice;

— raportul K_{Mmax};

— calculul regimului de scurtcircuit;

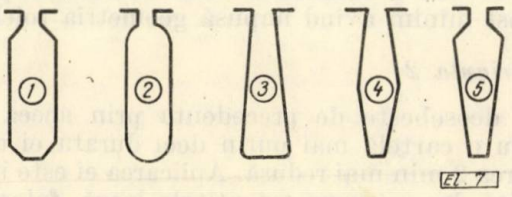


Fig. 2. Forme de crestături rotorice programate.

— pierderi (în cupru, rotor, jug, dinți);

— calculul regimului de mers în gol;

— calculul randamentului și alunecării;

— calculul regimului de pornire;

— calculul factorului de putere $\cos\varphi$.

Dacă motorul calculat corespunde din punctul de vedere al parametrilor este necesar să se

evalueze şi economicitatea sa cu ajutorul cartelei C_{115} care dă pe lîngă greutăţile materialelor active şi suma costului acestora. Această mărime este utilă atunci cînd se caută alegerea unei variante de preţ minim printre alte cîteva, toate fiind corespunzătoare din punctul de vedere al parametrilor impuşi. În continuare se calculează şi factorul de umplere al crestăturii statorice.

Calculul complet al unui motor, efectuat după fluxul indicat durează 45—50 min, ceea ce faţă de timpul obişnuit de 17—20 ore, reprezită o reducere considerabilă. În plus folosind variantele parţiale care se vor descrie în cele ce urmează, durata calculului se poate încă reduce cu 30—40% în majoritatea cazurilor.

3. Variante parţiale

Pe schema fluxului de calcul din figura 1 se poate remarca prezenţa literelor mari V, W, Y, Z care reprezintă intrări posibile în fluxul de calcul cu condiţia de a face iniţializările corespunzătoare *. Aceste intrări fac posibilă realizarea variantelor de calcul parţiale amintit la punctul 1. Programul realizat conform schemei din figura 1 dă posibilitatea de a extrage din el cinci variante parţiale mai importante.

Varianta 1

Se desfăşoară după schema din figura 3. Simbolul IN arată efectuarea iniţializărilor care sînt posibile întrucît o variantă se foloseşte numai atunci cînd există deja un motor complet calculat. Varianta 1 este utilă cînd se studiază la un motor influenţa modificărilor la :

— lungimea pachetului de tole sau

— lungime, număr de spire şi secţiunea conductorului simultan sau

— inelul de scurtcircuitare rotoric.

Avantajul variantei constă în aceea că durata calculului se reduce la circa 30 min. Cazurile în care sînt necesare asemenea calcule sînt foarte numeroase în practica de proiectare, în special cînd se caută realizarea unui motor cu preţ de cost minim avînd impusă geometria tolelor.

Varianta 2

Se deosebeşte de precedenta prin aceea că are cu o cartelă mai puţin deci durata ei este cu circa 2 min mai redusă. Aplicarea ei este însă diferită dar aproape tot atît de largă, folosind cînd schimbăm :

— numărul de spire şi diametrul conductorului sau

— calitatea tablei silicioase utilizate.

* Prin iniţializare în lucrarea de faţă se înţelege introducerea manuală a unor date, necesare calculatorului pentru a începe operaţiile dintr-un punct anumit al fluxului numit intrare.

Aprecierea efectului economic în cazul cînd materialul magnetic este calitativ superior dar mai scump a fost unul din problemele care au fost examinate în numeroase cazuri practice cu această variantă.

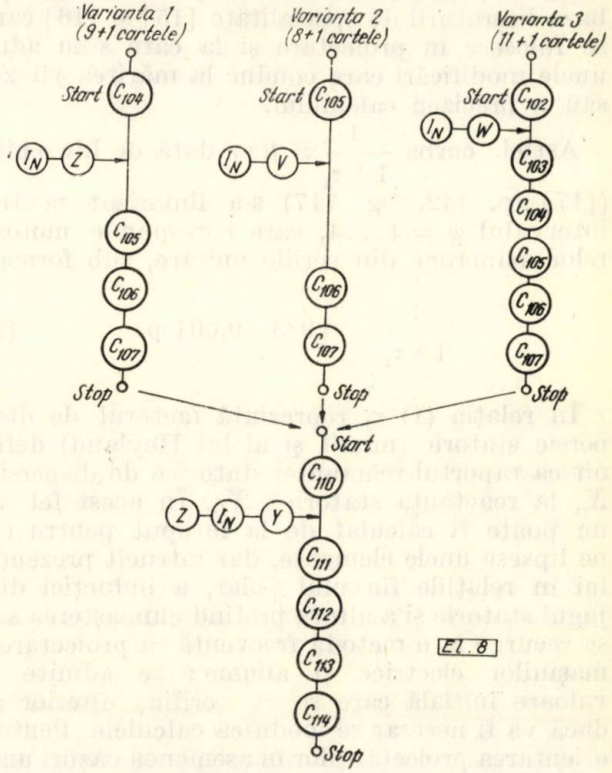


Fig. 3. Variante parţiale ale fluxului de calcul.

Varianta 3

Se aplică în cazurile cînd se aduc modificări la crestătura rotorică, de obicei pentru a îmbunătăţi parametrii regimului de pornire. Concomitent se pot face însă oricare din modificările de la variantele prezentate întrucît varianta 3 include toate cartelele cu care lucrează variantele 1 şi 2.

Varianta 4

Conţine numai cartelele C_{108} şi C_{109} întrucît urmăreşte efectele unor modificări ale crestăturii statorice asupra secţiunii şi permeanţei ei. Utilitatea variantei apare la reproiectări de tole statorice.

Varianta 5

Se aplică atunci cînd se modifică puterea unui motor păstrîndu-se geometria transversală. Cazul apare foarte frecvent întrucît atît în seria ASI cît şi în seria cu scara de puteri conform DIN există numeroase grupuri de motoare care au tole comune dar puteri diferite. În aceste situaţii este suficient să efectuăm calcu-

lul complet numai pentru un motor, cele derivate din el calculîndu-se după cum urmează:

— cu C_{101} se calculează P_a și I_{1f} (durează circa 40 s);

— se efectuează în continuare varianta 1.

Singura condiție pentru aplicabilitatea variantei este ca motorul derivat să aibă un întrefier δ egal cu al motorului de bază, condiție care este satisfăcută în majoritatea cazurilor. Durata redusă de circa 30 min a variantei ne-a făcut s-o utilizăm intens în calculele noastre, dată fiind și frecvența situației.

În afară de variantele principale descrise, programul mai oferă următoarele posibilități:

— calculul motoarelor care au lungimea pachetului de tole statoric l_1 diferită de lungimea pachetului rotoric l_2. În această situație operatorul va introduce manual l_1 în punctul din fluxul de calcul indicat cu asterisc și cifra 1, iar l_1 în cele două puncte indicate cu asterisc și cifra 2. Aceste operații prelungesc durata calculului cu mai puțin de 1 min;

—calculul unor motoare care au forma crestăturii rotorice diferită de toate cele cinci forme programate (fig. 2). În acest caz se execută fluxul de calcul obișnuit pînă la C_{104} dar valorile calculate pentru λ_{cr2}, S_{cr2} și $b_{z22/3}$ nu sînt totdeauna corecte deci ele se vor calcula manual în prealabil. Se continuă cu C_{104} inițializat corect și se merge pînă la capăt folosind, acolo unde sînt necesare, valorile corecte pentru mărimile amintite. Programul permite introducerea cu ușurință a unor cartele și pentru alte forme de crestături rotorice, dacă frecvența acestora o va cere;

—calculul unor motoare care au forma crestăturii statorice diferită de formele programate (în programul realizat pentru crestătura statorică există trei posibilități de calcul). Deosebirea față de calculul obișnuit constă numai în aceea că valoarea lui λ_{cr1} se obține eronat de aceea el se calculează în prealabil manual și se introduce la executarea cartelei C_{110} în locul valorii eronate din memoria mașinii.

4. Rezultate practice ale utilizării programului

Cererea tot mai largă pentru export a electromotoarelor din gabaritele 160, 180 și 200 conform DIN, în fabricație curentă la uzina Electromotor Timișoara, a impus analiza posibilităților de reducere a prețului de cost a acestora.

Utilizarea intensă a programului elaborat a permis ca în numai două luni un colectv de trei ingineri să efectueze calculele electromagnetice pentru motoarele amintite (totalizînd 21 de tipuri) în cinci ipoteze de lucru privind construcția și materialele utilizate. În limitele a două din aceste ipoteze s-a urmărit și obținerea unor motoare optime din punctul de vedere al consumului de materiale active prin calcularea mai multor variante la fiecare tip. Întrucît unele ipoteze de lucru au presupus reproiectarea geometriei transversale cu menținerea, respectiv cu schimbarea calității de tablă silicioasă utilizată, alte ipoteze au impus menținerea construcției actuale dar modificarea calității tablei silicioase — programul elaborat și-a putut dovedi din plin eficiența, oferind multiple posibilități de calcul în timp minim.

Programul elaborat nu calculează încălzirea, de aceea pentru asigurarea acesteia în limitele clasei de izolație E s-a urmărit ca suma pierderilor încălzitoare [19] să nu depășească o anumită limită. Metoda se poate justifica științific pentru motoarele de tip închis care s-au avut în vedere și dă rezultate satisfăcătoare în practică.

În cadrul studiului efectuat pe baza calculelor s-a putut face o comparație amănunțită între diferitele ipoteze de lucru din punctul de vedere al economiilor rezultate, al investițiilor necesare punerii în fabricație și al duratei de pregătire a fabricației, ceea ce a permis orientarea producției spre variantele cele mai avantajoase. În prezent se execută deja pregătirea pentru ca din trimestrul IV să se treacă la fabricarea în serie a motoarelor reproiectate folosind bandă silicioasă laminată la rece ($p_{10} = 2{,}3$ W/kg, $B_{25} = 16\,300$ Gs), care în primul an vor aduce circa 3,4 milioane lei economii.

5. Concluzii

Utilizarea programului pentru aproximativ 150 calcule de motoare, care au inclus toate posibilitățile de variante enumerate, ne dă posibilitatea formulării unor aprecieri critice relativ la programul alcătuit și a unor propuneri de perfecționări posibile.

Durata de calcul, atît a fluxului complet cît și a variantelor parțiale, deși ne-a satisfăcut reprezentînd o reducere de peste 20 de ori față de calculul manual, considerăm că nu este cel minim posibil cu calculatorul folosit. Inconvenientele semnalate au fost:

— o eroare a operatorului la introducerea unei date prelungește durata calculului uneori chiar cu 5—7 min;

— introducerea amperspirelor după curba de magnetizare tabelată necesită interpolarea manuală (efectuată de obicei mintal) pentru a patra cifră semnificativă a inducției;

— există încă unele formule care se calculează la fiecare variantă parțială deși ele dau același rezultat, prin urmare ar fi rațional ca ele să fie incluse în așa fel încît să apară numai la calculul complet.

Perfecționarea programului, în vederea înlăturării deficiențelor semnalate, considerăm că va trebui să se bazeze pe următoarele idei:

— calculatorul să tipărească automat, o dată în cadrul executării fiecărei cartele magnetice, conținutul registrelor sale care vor servi ca

inițializări manuale în cazul reluării calculului din cauza unei erori a operatorului;

— calculatorul să efectueze singur interpolările din cadrul cartelelor C_{106}, C_{107} (această propunere a și fost experimentată cu succes deci este perfect realizabilă dacă se reface schema de calcul);

— organizarea unui asemenea flux de calcul încît rezultatele unor operații să se poată reintroduce acolo unde este necesar în bloc cu ajutorul unor cartele magnetice ajutătoare (numite „cartele parțiale" în limbajul calculatorului „Programma 101"). Apreciem că astfel se va putea reduce durata de calcul a unui motor complet la circa 30—35 min. Necesitatea unei refaceri a programului pe baza celor arătate este însă discutabilă întrucît necesită un volum destul de mare de analiză și programare, în schimb economia de timp nu va mai fi atît de importantă ca în cazul trecerii de la calculul manual la cel pe calculator cu programul prezentat.

* * *

Autorul ține să mulțumească și pe această cale ing. Al. Berberianu — Constructor șef adjunct la Uzina de Mașini Electrice București, care l-a ajutat împărtășindu-i multe din cunoștințele sale în domeniul proiectării motoarelor asincrone.

Notații:

1,2 — indice referitor la mărimi statorice respectiv rotorice
b_{cr1} — lățimea crestăturii la nivelul dintre straturi
b_{z1}, $b_{z22/3}$ — lățimea dintelui
B_{j1}, B_{j2} — inducția din jug
B_{z1}, B_{z2} — inducția din dinți
B_δ — inducția din întrefier
$\cos\varphi$ — factorul de putere
C_{MA} — costul materialelor active
D^2L — volumul convențional al tablei utilizate
f_{1s} — factorul de scurtare al bobinajului
f_{1u} — factor de umplere
f_{1z} — factor de zonă
G_{1Cu} — greutatea bobinajului
G_{Fe} — greutatea tablei utilizate
h_{i1} — înălțimea stratului de la baza crestăturii statorice
h_{s1} — înălțimea stratului superior
h_{j1}, h_{j2} — înălțimea jugului
I_{0f} — curentul de mers în gol (de fază)
I_{1f} — curentul nominal (de fază)
I_b — curentul din bara rotorică
I_i — curentul din inelul rotoric
I_{Kf} — curentul de scurtcircuit (de fază)
I_{Pf} — curentul de pornire (de fază)
I_μ — curentul de magnetizare
K_c — factorul lui Carter
K_{Ip} — raportul curentului de pornire la cel nominal
K_{Mmax} — raportul cuplului maxim la cel nominal
K_{Mp} — raportul cuplului de pornire la cel nominal
K_{sa}, K_s — factorul de saturație ales respectiv calculat
K_{w1} — factorul de bobinaj
L_{j1}, L_{j2} — lungimea jugului
P_0 — puterea de mers în gol
P_a — puterea absorbită
P_{A12} — pierderile din colivia rotorică
P_{Cu0} — pierderile din bobinajul statoric la mers în gol
P_{Cu1} — pierderile din bobinajul statoric în regim nominal
P_{Fe} — pierderile din fier
P_{j1}, P_{z1} — pierderile din jug respectiv dinți
r_b — rezistența barei rotorice
$R_{1\ 15^\circ}$ — rezistența bobinajului statoric la rece
$R_{2\ 75^\circ}$ — rezistența rotorului la cald
s — alunecarea nominală
S_{cr1}, S_{cr2} — secțiunea crestăturii
S_i — secțiuncа inelului de scurtcircuitare
t_1, t_2 — pasul de crestătură
w_1 — numărul de spire al unei faze
X_1, X_2 — reactanța statorică respectiv rotorică redusă
β — scurtarea pasului
δ' — întrefierul de calcul
η — randamentul nominal
λ_{cr1}, λ_{cr2} — permeanța de crestătură
λ_{d1}, λ_{d2} — permeanța capetelor de dinți
λ_{f1}, λ_{f2} — permeanța frontală
λ_1, λ_2 — permeanța totală
τ_p — pasul polar
Φ — fluxul principal

Bibliografie

[1] *Reiche, H.* ș.a. Der Einsatz von Rechenautomaten für elektrotechnische Berechnungen. În: Elektrie, nr. 3, 1967, p. 95—98.
[2] *Reiche, H.* ș.a. Der Einfluss der magnetischen Jochspannungen auf die Keldkurve von Asynchronmaschinen. În: Elektrie **20**, nr. 8, 1966, p. 307—308.
[3] *Reiche, H.* ș.a. Berechnung der Ständerjoche von Drehstrommaschinen bei Einsatz von Texturblech auf dem Digitalrechner ZRA 1. În: Elektrie **18**, nr. 11, 1964, p. 343—346.
[4] *Bahm, E.* Entwerfen von elektrischen Maschinen mit Digitalrechnern. În: E.u.M., nr. 19/20, 1963, p. 441—447.
[5] *Johnson, A.E.* The application of computers to the solution of Induction Motor Thermal Circuits. În: Trans. AIEE Power Apparatus **75**, nr. 3, 1956, febr 1957, p. 1 543—1 546.
[6] *Glöckner, G.* Ein Programm zur Berechnung von Drehstromasynchrinmotoren auf Ziffernrechner ZRA 1. În: Elektrie **18**, nr. 7, 1964, p. 211—213.
[7] *Brazda.* Die Methode der Programmierung der Berechnung elektrischer Maschinen mit Standardblocken. În: Elektronicky obzor **54**, nr. 5, 1965, p. 234—240.
[8] *Jordan, H.E.* Synthezis of Double-Cage Induction Motor Design. În: Trans. AIEE Power Apparatus 78, nr. **44**, 1959, p. 691—695.
[9] *Kagan, B.M.* și *Mikaelian, Tm.* Ter. Rezolvarea problemelor inginerești cu calculatoare numerice. București, Editura tehnică, 1965.
[10] *Hertzog, G.W.* The application of digital computers to rotating machine design. În: Trans. AIEE Power Apparatus, nr. **44**, 1959, p. 814—820.
[11] *Soroker-Kagan.* O primenenii elektronnih vîcislitelnih mașin dlia racsiotov serii elektriceskih mașin. În: Vestnik Elektropromîșlenosti, nr. 9, 1958.
[12] *Godwin, G.L.* Optimum machine design by digital computer. În: Trans. AIEE III Power Apparatus, **78**, nr. 43, 1959, p. 478—488.
[13] *Novac, I.* Calculatoarele analogice și numerice în studiul și construcția de mașini electrice. În: Electrotehnica **15**, nr. 11, 1967, p. 410—417.
[14] *Olivetti.* Manual de programare. București. ICPT, 1966.
[15] EMT. Metoda de calcul a motoarelor asincrone trifazate.
[16] UMEB. Metodică de calcul D-4092.
[17] *Klamt, J.* Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1962.
[18] *Gheorghiu, I.S.* Mașini electrice. Probleme și aplicații industriale, vol, I, București, Editura tehnică, 1966.
[19] *Nicolescu, E.* Aspecte ale proiectării seriilor unitare de motoare asincrone. În: Electrotehnica **16**, nr. 6, 1968, p. 205—214.

Intrat în redacție la 29.IV.1969

Optimizarea tehnico-economică a transformatoarelor trifazate cu ajutorul calculatoarelor numerice

Augustin Moraru, Adrian Mereanu şi Sofia Cahaner* — Bucureşti

CZ 621.314.2:621.312

I. Metodica de optimizare

Dezvoltarea rapidă a energeticii în etapa actuală, a determinat creşterea şi diversificarea fabricaţiei transformatoarelor în general şi în special a celor trifazate în ulei, atît ca număr de unităţi fizice, cît şi ca sumă a puterii totale produse, impunînd producţia de serie a acestora.

În condiţiile fabricaţiei de serie, problema optimului tehnico-economic devine foarte importantă şi, datorită complexităţii ei, necesită pentru rezolvare, utilizarea calculatoarelor electronice numerice. Iniţial, calculatoarele numerice au fost folosite numai la proiectarea transformatoarelor, folosind relaţii cuasiempirice pentru deducerea dimensiunilor principale, relaţii uzuale în practica de proiectare. În acest sens primele programe au fost elaborate în S.U.A. începînd încă din anul 1953 [1], [2], iar apoi şi în ţările europene [3]—[9].

Datorită, pe de o parte, îmbunătăţirilor aduse în ultimul deceniu caracteristicilor fizico-chimice ale materialelor active şi izolante folosite în construcţia transformatoarelor, precum şi perfecţionării tehnologiilor adoptate, iar pe de altă parte, datorită succeselor dobîndite în creşterea capacităţii şi a vitezei de lucru a calculatoarelor, a devenit necesară şi posibilă trecerea la o etapă superioară — proiectarea optimă a transformatoarelor [9].

Optimizarea construcţiei a constituit şi înainte o preocupare de seamă [10], [11], [12] şi a stat la baza practicii de proiectare, totuşi posibilităţile reduse de calcul au limitat soluţiile la nivelul unor ipoteze simplificatoare cu valabilitate limitată. Apariţia calculatoarelor moderne permite rezolvarea problemei calculului optimizării mai rapid, mai precis şi mai complet.

1. *Criterii de optimizare*

În decursul anilor, s-au publicat diferite lucrări care tratează problema optimizării, încercînd să găsească soluţii raţionale şi eficace ale acesteia.

Dintre cele mai importante şi mai frecvente criterii utilizate, care stau la baza studiilor de determinare a dimensiunilor şi parametrilor optimi ai transformatoarelor, se pot enumera următoarele :

— costul minim de fabricaţie, care ţine seamă în primul rînd de minimul preţului materialelor active ;

— greutatea minimă a materialelor componente sau puterea maximă la gabarit dat ;

— cheltuieli minime de exploatare ;

— greutate minimă la pierderi şi tensiune de scurtcircuit dată ;

— costul total minim incluzînd costurile de fabricaţie şi cele de exploatare (cu capitalizarea pierderilor).

Cel mai general criteriu de a determina parametrii şi dimensiunile optime, este asigurarea pe o perioadă de timp determinată a minimului sumei tuturor cheltuielilor legate de transformarea energiei electrice în ansamblul sistemului energetic [13]. În calculul acestor cheltuieli se include costul de fabricaţie al transformatorului, toate cheltuielile de exploatare împreună cu investiţiile capitale şi aprecierea eficacităţii economice a investiţiilor pentru o perioadă de amortizare stabilită.

Gradul de complexitate al relaţiilor de optimizare poate fi determinat şi de numărul factorilor luaţi în considerare. Astfel, la stabilirea minimului costurilor de fabricaţie se pot avea în vedere numai costurile materialelor active [10], [11], [12] considerînd restul costurilor fie constante, fie proporţionale cu cele ale materialelor active. Alţi autori [4] preconizează ca la determinarea minimului costurilor de fabricaţie să se ia în considerare şi costul elementelor constructive (schelă, cuvă) şi a instalaţiilor anexe (instalaţii de răcire, accesorii) şi influenţa separată a cotei de manoperă şi de cost al materialelor. În general criteriul cheltuielilor totale minime conduce, conform lucrării [9], la căutarea minimului unei expresii de forma $K_a + C_0P_0 + C_kP_k$, K_a fiind costul de fabricaţie al transformatorului (adesea se consideră numai materialele active), P_0 şi P_k — pierderile în gol şi în scurtcircuit, iar C_0 şi C_k — coeficienţi de cost ai pierderilor, dependenţi de factori economici şi de exploatare. Se pot lua în considerare şi criterii mai ample [13]—[20], care au în vedere un cost de fabricaţie mai exact şi costuri de exploatare complexe, ţinînd seamă, pe lîngă „costul pierderilor", şi de costul energiei reactive şi al instalaţiilor necesare pentru compensarea ei ş.a.m.d.

2. *Stadiul actual*

În ţara noastră au existat preocupări pentru optimizarea construcţiei transformatoarelor de putere în cadrul unei colaborări dintre Institutul de Energetică al Academiei Republicii Socialiste

* Dr. ing. *A. Moraru* este şef de sector la Institutul de energetică al Academiei, ing. *A. Mereanu* este cercetător ştiinţific la ICPE, iar mat. *S. Cahaner* este cercetător stagiar la acelaşi institut.

România şi Uzinele Electroputere Craiova [15]—[20].

Experienţa acestor lucrări, ca şi a altora similare, a arătat că criteriile complexe, care caută să ţină seamă de cît mai mulţi factori, sînt foarte dificile de aplicat — cel puţin în stadiul actual — datorită necunoaşterii cu suficientă certitudine a unor date importante care intervin în aceste criterii (date de fabricaţie, de exploatare, economice) precum şi variaţiei acestora în timp şi spaţiu.

Unele încercări în acest sens au dus la soluţii constructive „supradimensionate", pe care proiectanţii nu le pot adopta fără o cerere în acest sens din partea beneficiarului, fapt care nu a putut fi semnalat pînă în prezent. Totodată, criteriile complexe, căutînd să ţină seamă de influenţa factorilor externi, sărăcesc modelul matematic al transformatorului însăşi, ceea ce face ca localizarea corectă a optimului să fie discutabilă.

În prezent, dezvoltarea pe plan mondial a construcţiei de transformatoare se bazează în special pe perfecţionarea tehnologiei şi utilizarea unor materiale superioare care să permită realizarea performanţelor standardizate la un gabarit redus, simultan cu asigurarea unei siguranţe cît mai ridicate în exploatare.

3. *Principii de bază ale metodei adoptate*

Din seria de lucrări publicată, în care s-au făcut încercări de a optimiza dimensiunile şi parametrii caracteristici ai transformatoarelor, majoritatea confirmă practic faptul că prin optimizarea unei soluţii tehnice corecte nu se pot obţine economii spectaculoase, ci numai o folosire cît mai judicioasă a posibilităţilor soluţiei respective, la un nivel tehnologic dat, indiferent de criteriile de analiză ce au fost luate ca bază sau, cu alte cuvinte, că optimul nu este departe de construcţiile existente la un moment dat [3], [14].

Este deci necesar ca în procesul de optimizare — mai ales pentru îmbunătăţirea succesivă a unei serii unitare de transformatoare, pe măsura perfecţionării procesului tehnologic şi a îmbunătăţirii caracteristicilor materiale active şi de izolaţie — să se ţină seamă de construcţiile existente, cu luarea în considerare a modificărilor ce se aduc, iar optimizarea să aibă în vedere un criteriu simplu dar fundamental, ca de exemplu cel al costului materialelor active la parametrii de exploatare daţi (pierderi, tensiuni de scurtcircuit, nivel de izolaţie etc.).

Fixarea valorilor şi limitelor de variaţie a acestor parametri trebuie stabilită de organele de exploatare, care poate să-i optimizeze ţinînd seamă de costurile şi de investiţiile iniţiale, precum şi de amortizarea acestora, astfel ca pe ansamblul economiei naţionale să fie minime.

Principiul de bază adoptat în această lucrare consideră că *procesul de optimizare se efectuează în două etape* şi de fiecare dată de către organul cel mai calificat care deţine toate elementele necesare calculului tehnico-economic : de către *constructor* pentru stabilirea dimensiunilor constructive ale transformatorului şi de către *organul de exploatare* pentru stabilirea parametrilor de exploatare.

În acest fel constructorul va putea lua în considerare mult mai multe caracteristici importante ale construcţiei transformatorului respectiv, fapt care va determina ca noua soluţie, optimizată din punct de vedere economic, să se încadreze fără dificultăţi în specificul tehnologic al uzinei constructoare.

Abordarea optimizării din punctul de vedere arătat s-a iniţiat şi în cadrul laboratorului de calcul al Uzinei Electroputere Craiova [21], avînd la bază modelul matematic dezvoltat în [12].

Metoda folosită în acest caz necesită prelucrarea preliminară a unui volum destul de mare de date, în forma unor tabele de coeficienţi care trebuie reconsideraţi la fiecare modificare a tehnologiei sau construcţiei, iar modelul matematic preluat din [12] nu corelează întotdeauna şi cu exactitate cu dimensiunile geometrice principale, ceea ce a făcut necesară rezolvarea optimizării transformatoarelor trifazate de putere pe o nouă cale.

4. *Metoda adoptată*

Metoda de optimizare adoptată are la bază *condiţia minimului costului de fabricaţie* al transformatorului considerat *proporţional cu suma ponderată a greutăţii materialelor active.*

Domeniul de aplicaţie este cel al transformatoarelor trifazate de 100—1 600 kVA, maximum 35 kV, cu două înfăşurări, reglaj fără tensiune, cu înfăşurări cilindrice concentrice, avînd canale de răcire axiale (stratificate), miez cu tolă laminată la rece sau la cald, cu trei coloane paralele şi jug de formă simetrică sau asimetrică (fig. 1). Prin adaptări sau interpretări ale

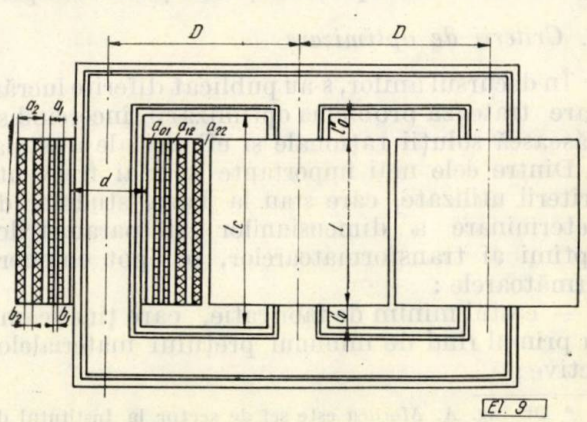


Fig. 1. Dimensiunile geometrice principale ale transformatorului.

unor coeficienți, domeniul de aplicație al metodei poate fi lărgit.

Optimizarea se efectuează în condițiile respectării nivelului de izolație, a mărimii pierderilor de mers în gol și în scurtcircuit, a tensiunii de scurtcircuit, a solicitărilor termice și a menținerii între anumite limite a inducției în coloană. Metodica de calcul ține seamă de nivelul de izolație al transformatorului, prin distanțele principale de izolare și de regimul termic, prin raportul solicitărilor celor două înfășurări. S-au avut de asemenea în vedere considerente constructive și limitări impuse de standarde (dimensiunile conductoarelor bobinajului, diametrele cilindrilor izolanți și faptul că numărul de spire trebuie să fie întotdeauna un număr întreg).

Metodica permite o oarecare elasticitate, absolut necesară în calculele de optimizări, în alegerea construcției transformatorului optimizat, în sensul că dimensiunile optime se pot determina între anumite limite pentru care criteriul de cost de fabricație (η) exprimat în unități de masă de oțel electrotehnic, se abate de la optim cu cel mult 5%.

5. *Relații de bază*

Relațiile de bază, exprimate în unități tehnice, sînt relațiile dintre parametrii de exploatare ai transformatorului, dimensiunile și solicitările acestuia, sau mai precis, parametrii principali P_0, P_k, u_k se determină funcție de dimensiunile geometrice și de valoarea inducției magnetice în coloană. Aceste relații sînt redate complet în tabela 1.

Tabela 1

Relațiile de bază pentru optimizarea dimensiunilor principale ale transformatorului

$$P_k = k_s (P_1 + P_2) \tag{1}$$

$$P_1 = \frac{8\cdot 10^{15}}{3\pi^3}\cdot\frac{\rho_1 S^2 C_z k_{r1}}{k_c^2 f^2 k_{u1}}\cdot\frac{d+a_1+2a_{01}}{B_c^2 d^4 (a_1-n_1b_1)(l-l_{t1})} \tag{1a}$$

$$P_2 = \frac{8\cdot 10^{15}}{3\pi^3}\cdot\frac{\rho_2 S^2\left(1+\frac{\Delta U}{U}\right)k_{r2}}{k_c^2 f^2 k_{u2}}\cdot$$

$$\cdot\frac{d+2a_1+a_2+2a_{01}+2a_{12}}{B_c^2 d^4 (a_2-n_2b_2)(l-l_{t2})} \tag{1b}$$

$$P_0 = P_c + P_j + P_{tr} \tag{2}$$

$$P_c = p_{10} k_m B_c^{\alpha} G_{Fec} \tag{2a}$$

$$P_j = p'_{10} k_m \left(\frac{B_c}{k_j}\right)^{\alpha} G_{Fej} \tag{2b}$$

$$P_{tr} = p'_{10} k_m k_{tr} B_c^{\alpha} k_j^{\frac{\alpha}{2}} G_{Fetr} \tag{2c}$$

$$u_R = \frac{32\cdot 10^7}{9\pi}\cdot\frac{k_R k_x S}{f k_c^2}\cdot\frac{1}{B_c^2 d^4}(2d+3a_1+a_2+4a_{01}+2a_{12})\cdot$$

$$\cdot\left[\frac{3a_{12}+a_1+a_2}{l}+\left(\frac{\Delta l}{l}\right)^2\right] \tag{3}$$

$$\frac{a_1-n_1b_1}{a_2-n_2b_2} = \frac{\rho_1 k_{r1} k_{u2}(n_2+1)}{\rho_2 k_{r2} k_{u1}(n_1+1)}\left(\frac{l-l_{t2}}{l-l_{t1}}\right)^2\frac{C_z}{1+\frac{\Delta U}{U}} \tag{4}$$

$$l_c = l + l'_0 + l''_0 \tag{5}$$

$$D = d + 2a_1 + 2a_2 + 2a_{01} + 2a_{12} + a_{22} \tag{6}$$

$$k_R = 1 - \frac{a_{12}+a_1+a_2}{\pi l} \tag{7}$$

$$l - l_{t1} = \frac{w_1}{w_1+w_0} l \tag{8}$$

$$w_1 = \frac{2\sqrt{2}\cdot 10^6}{\pi^2}\cdot\frac{C_u U_{N1}}{f k_c}\cdot\frac{1}{B_c d^2} \tag{9}$$

$$G_{c0} = G_{c01} + G_{c02} + G_{c03} \tag{10}$$

$$G_{c01} = 3\pi\cdot 10^{-6}\,\gamma_{c01} k_{u1}(a_1-n_1b_1)(l-l_{t1})(d+a_1+2a_{01}) \tag{10a}$$

$$G_{c02} = 3\pi\cdot 10^{-6}\gamma_{c02} k_{u2}(a_2-n_2b_2)(l-l_{t2})(d+2a_1+a_2+$$
$$+2a_{01}+2a_{12}) \tag{10b}$$

$$G_{Fc} = G_{Fec} + G_{Fej} + G_{Fetr} \tag{11}$$

$$G_{Fec} = \frac{3\pi}{4}10^{-6} k_c \gamma_{Fe} d^2 (l_c + 0{,}15\,\xi k_j k_g^{0,5} d) \tag{11a}$$

$$G_{Fej} = \pi\cdot 10^{-6} k_c \gamma_{Fe} d^2 k_j (D - 0{,}85\, k_g^{0,5} d) \tag{11b}$$

$$G_{Fetr} = 1{,}275\,\pi\cdot 10^{-6} k_c \gamma_{Fe} d^3 k_j k_g^{0,5} \tag{11c}$$

$$\eta = G_{Fe} + pG_{c0} \tag{12}$$

$$B_{c1} \leqslant B_c \leqslant B_{c3} \tag{13}$$

Semnificația diferitelor simboluri rezultă din figura 1 și din anexa 1.

În relațiile din tabela 1 s-au avut în vedere următoarele posibilități și ipoteze (în ordinea relațiilor):

— existența pierderilor suplimentare în scurtcircuit (în cuvă, schelă, legături) prin coeficientul k_s;

— independența de diametru a factorului k_c de umplere cu fier a cercului circumscris coloanei;

— posibilitatea existenței conexiunii zigzag pe joasa tensiune (coeficientul C_z);

— pierderi suplimentare în conductoare (k_{r1}, k_{r2}) și eventual metale diferite în cele două înfășurări (ρ_1, ρ_2);

— existența a n_1, n_2 canale de răcire axiale cu lărgimea b_1, b_2 în fiecare înfășurare;

— existența unor spații constructive axiale nefolosite reprezentate prin l_{t1}, l_{t2}, care pe partea de joasă tensiune sînt proporționale cu spațiul ocupat de un număr fix de spire w_0 (relația 8);

— variația pierderilor în fier după o lege de forma $p_{Fe} = p'_{10} \cdot B^{\alpha}$ în domeniul $B_{c1} \leqslant B_c \leqslant B_{c3}$ (practic $B_{c1} \geqslant 1{,}45$ T și $B_{c3} \leqslant 1{,}76$ T) în construcția transformatoarelor de putere din seria 100—1 600 kVA;

— majorarea pierderilor specifice în fier datorită prelucrării și împachetării (coeficientul k_m);

— majorarea pierderilor specifice în porțiunile de îmbinare datorită repartiției neuniforme a cîmpului și datorită necoincidenței direcției cîmpului cu direcția de laminare la tole texturate (factor k_{t_r});

— obținerea unor solicitări termice cît mai uniforme ale celor două înfășurări — relația (4);

— se au în vedere toate cele trei forme fundamentale de juguri asimetrice și simetrice;

— criteriul optimizat η este proporțional cu costul materialelor active;

— inducția în coloane trebuie să fie cuprinsă între valorile limită B_{c1}, B_{c3}.

Relațiile fundamentale sînt deci (1), (2), (3), (4), cu condiția de „minim (12)", formînd un sistem de 5 ecuații cu 5 necunoscute principale:

$$a_1,\ a_2,\ d,\ l,\ B_c$$

care determină complet toate dimensiunile transformatorului.

6. *Transformatorul optim*

Rezolvînd sistemul ecuațiilor (1)—(4) și „minim (12)", ținînd seamă de notațiile (5)—(11) și de constrîngerea (13), se determină valorile mărimilor:

$$a_1^*,\ a_2^*,\ d^*,\ l^*\ (\text{sau}\ w_1^*),\ B_c^*$$

care *optimează economic proiectul transformatorului* conform criteriului stabilit, adică criteriul costului minim de fabricație η (blocul I, fig. 2).

Proiectul optim din punctul de vedere al costului η nu este întotdeauna optim din punct de vedere tehnologic. De asemenea, trebuie avută în vedere și necesitatea încadrării proiectului în anumite constrîngeri suplimentare legate de tipizare și normalizare.

Aceste aspecte pot fi luate în considerare parțial de calculator și parțial de proiectant în modul următor.

În jurul optimului economic se calculează variante de transformatoare „cuasioptime" care satisfac relațiile (1), (2), (3), (4), (13), cu notațiile (5)—(11), cu observația că valorile parametrilor de exploatare P_0, P_k, u_k se pot modifica în limitele prevăzute de STAS 1703-67 (P_0 cu $0\ldots+15\%$; P_k cu $0\ldots+10\%$; u_k cu $\ldots \pm 10\%$).

Aceste variante „cuasioptime" mai sînt supuse următoarelor restricții:

— diametrul cilindrului circumscris coloanei face parte din șirul diametrelor normalizate (după cilindrii izolanți)

$$d = 122 + 5\ \text{k, unde}\ k = n.\hat{\imath}. > 0;$$

— numărul de spire w_1 al unei secțiuni a înfășurării de *j.t.* este număr întreg și pozitiv

$$w_1 = n.\hat{\imath}. > 0\ \text{(blocul II, fig. 2)};$$

— criteriul de cost η nu diferă de minim cu mai mult de 5%

$$\eta \leqslant 1{,}05\ \eta^*\ \text{(blocul III, fig. 2)};$$

— abaterile relative de la valorile nominale ale parametrilor de exploatare

$$\varepsilon_0 = \frac{P_0 - P_{0n}}{P_{0n}},\ \varepsilon_k = \frac{P_k - P_{kn}}{P_{kn}},\ \varepsilon_R = \frac{u_R - u_{Rn}}{u_{Rn}},$$

(unde cu indicele n s-au notat parametrii prescriși iar fără indice cei realizați efectiv) se aleg astfel încît să facă minim criteriul

$$\gamma = 2\ \varepsilon_k + 20\ (\varepsilon_R)^2 + \varepsilon_0$$

care este proporțional cu abaterea de la optim a cheltuielilor de exploatare (blocul III, fig. 2).

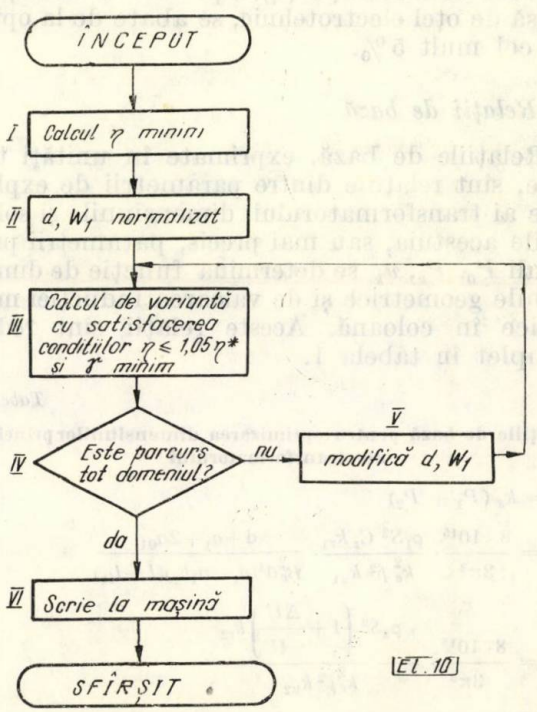


Fig. 2. Schema bloc de optimizare

Pentru fiecare variantă se tipăresc apoi mărimile principale: a_1, a_2, d, l, w_1, B_c, η, l_c, D, G_{co}, G_{Fe} (blocul IV, fig. 2), iar proiectantul va putea alege varianta optimă, avînd în vedere toate considerentele suplimentare care interesează: de natură tehnologică, normalizare după tensiuni și altele.

Pentru ușurința introducerii datelor s-a prevăzut și o prelucrare a datelor conform relațiilor date în tabela 2 și întocmirea programului astfel încît anumite valori necesare în procesul de optimizare să fie obținute chiar de calculator.

Tabela 2

Relaţii pentru prelucrarea unor date

$$k_{u1} = \frac{w_1 s_1}{(l-l_{t1})(a_1-n_1 b_1)} \tag{14}$$

$$k_{u2} = \frac{w_2 s_2}{(l-l_{t2})(a_2-n_2 b_2)} \tag{15}$$

$$\alpha = \frac{\log \frac{p_{Fe1}}{p_{Fe3}}}{\log \frac{B_{c1}}{B_{c3}}} \tag{16}$$

$$p_{10} = \sqrt[4]{\frac{p_{Fe1}\, p_{Fe2}^2\, p_{Fe3}}{(B_{c1}\, B_{c2}^2\, B_{c3})^{\alpha}}} \tag{17}$$

$$\varepsilon = -1 + \sqrt[4]{\frac{p_{Fe2}^2}{p_{Fe1}\, p_{Fe3}} \left(\frac{B_{c1}\, B_{c3}}{B_{c2}^2}\right)^{\alpha}} \tag{18}$$

$$u_A = \frac{P_k}{10\, S} \tag{19}$$

$$u_R = \sqrt{u_k^2 - u_A^2} \tag{20}$$

$$w_0 = \frac{l_{t1}}{l-l_{t1}}\, w_1. \tag{21}$$

II. Calcule şi rezultate

1. *Algoritmul şi programul de calcul*

Prin transformări simple, relaţiile din tabela 1 pot fi aduse la o formă mai potrivită pentru rezolvarea iterativă a sistemului.

Pentru grosimile înfăşurărilor se obţin relaţiile :

$$a_1 = \frac{\sqrt{M_0^2 + 4M_1 M_2} - M_0}{2M_2} + n_1 b_1; \tag{1'}$$

$$a_2 = (M_2-1)(a_1-n_1 b_1) + n_2 b_2,$$

unde M_0, M_1, M_2, M_3 sînt expresii funcţie de dimensiunile geometrice ale bobinajului (anexa 2).

Lungimea înfăşurărilor este dată de relaţia :

$$l = \frac{32\cdot 10^7}{9\pi} S\, k_x \left(1 - \frac{a_1+a_2+a_{12}}{\pi l}\right) \times$$

$$\times (3a_{12} + a_1 + a_2)\left[1 + \frac{(\Delta l)^2}{l(3a_{12}+a_1+a_2)}\right] \times$$

$$\times \left(\frac{2d_1 + 4a_{01} + 2a_{12} + 3\, a_1 + a_2}{f k_c^2\, u_R\, B_c^2\, d^4}\right), \tag{2'}$$

iar diametrul coloanei şi numărul de spire din primar rezultă din relaţiile :

$$d = \sqrt{\frac{C_{17}}{B_c \cdot w_1}}$$

$$w_1 = \frac{3\, C_6 C_8}{P_0}\left\{C_5 w_1^2\left(1 + \frac{a_1+a_2+a_{12}}{\pi l}\right) \times \right.$$

$$\times \left[\frac{2C_3}{\sqrt{w_1}} + (3a_1 + a_2 + 4a_{01} + 2a_{12})\right] \times$$

$$\left. \times (3a_{12} + a_1 + a_2)\left(1 + \frac{(\Delta l)^2}{l(3a_{12}+a_1+a_2)}\right)\right\} +$$

$$+ \frac{C_6 C_8}{P_0}\left[\frac{C_3}{\sqrt{w_1}}(C_{15} + 4C_{12}) + 4C_{12} \times \right.$$

$$\left. \times (2a_1 + 2a_2 + C_{10}) + C_9\right]. \tag{3'}$$

Ultimele relaţii reprezintă un polinom de gradul 5 în $x = \sqrt{w_1}$, care cu notaţiile simplificatoare, ajunge la forma :

$$Y = C_{18}\, C_{19}\, C_{20} x^5 + C_{18}\, C_{19}\, C_{21} x^4 - x^3 + C_{22} x + C_{23} = 0, \tag{4'}$$

în care C_1—C_{23} sînt constante (anexa 2).

Algoritmul de calcul urmează schema bloc din figura 4. El conţine două părţi distincte : *a*) determinarea transformatorului optim şi *b*) calculul de transformatoare cvasioptime supuse restricţiilor de standardizare.

Prima parte începe cu calculul coeficienţilor care nu depind de parametri, urmat de alegerea unui B_c considerat între limitele B_{c1} şi B_{c3}. Se determină în acest caz dimensiunile a_1 şi a_2, iar w_1 se calculează ca cea mai mică rădăcină pozitivă a polinomului de gradul 5 din ecuaţia (4'). Dacă polinomul (4') nu are nici o rădăcină pozitivă reală se determină valoarea lui w_1 pentru care pierderile în gol P_0 sînt minime, şi se continuă calculul cu această valoare nouă a pierderilor. În funcţie de dimensiunile aflate, se calculează d şi l. Calculul mărimilor w_1, d şi l se reia iterativ pînă cînd variaţia lui l între două iteraţii succesive scade sub 0,02 %.

După alegerea unui l convenabil, se recalculează a_1, a_2 punîndu-se condiţia :

$$\left|\frac{a_1 - a_1'}{a_1}\right| + \left|\frac{a_2 - a_2'}{a_2}\right| < 0{,}004, \tag{5'}$$

unde s-au notat cu a_1' şi a_2' dimensiunile curente calculate. Dacă nu este satisfăcută relaţia (5') se revine la aflarea lui w_1. În caz contrar se trece la calculul lui η. Se păstrează rezultatul dacă este mai mic decît cel dinainte şi se modifică B_c în plus, sau în minus cu un pas descrescător pînă la obţinerea unei precizii prescrise.

Găsirea extremului funcţiunii de cost η la un transformator de 630 kVA este indicată în tabela 3, sub forma şirului de valori corespondente B_c şi „minim η" în succesiunea găsită de calculator. După găsirea extremului, calculatorul mai efectuează testări cu pas descrescător,

pentru verificarea corectitudinii localizării extremului. După găsirea extremului cu precizia dorită, se calculează toate mărimile care caracterizează transformatorul.

Pentru calculul transformatoarelor cvasioptime se pleacă de la valori ale mărimilor d și w_1 aflate în vecinătatea valorilor d^* și w_1^* (corespunzînd lui η minim calculat mai sus) și care satisfac următoarele condiții: d face parte din șirul diametrelor normalizate $d = 122 + 5\ k$, iar w_1 este un număr întreg. Pentru fiecare pereche, d, w_1 se calculează următoarele:

— se verifică dacă $B_c = C_{17}/w_1 . d^2$ este în intervalul $B_{c1} - B_{c3}$; în caz afirmativ merge mai departe iar în caz contrar reintră în blocul de alegere pentru d și w_1;

— se rezolvă sistemul în raport cu a_1, a_2 și l la w_1 și d dați cu precizie de 0,1%, pentru cîte cinci valori P_k și u_R repartizate uniform în intervalele de toleranță respective impuse de standard;

— se calculează abaterea pierderilor de mers în gol de la valoarea lor nominală $\varepsilon_0 = C_{18} C_{19} (C_{20} w_1 + C_{21} \sqrt{w_1}) + C_{22}/w_1 + C_{22}/w_1 \sqrt{w_1} - 1$;

— dacă $|\varepsilon_0| < 0{,}2$ se calculează η și apoi $\gamma = 2|\varepsilon_k| + |\varepsilon_0| + 20\ \varepsilon_R^2 + 0{,}0001$ în caz contrar se adoptă $\gamma = 100$;

— se ordonează cele 25 de variante calculate după γ crescător (se reține ε_K, ε_R și ε_0) și din primele patru valori ale șirului (indici $i = 1, 2, 3, 4$) cu $\gamma \leqslant 0{,}4$ se calculează abaterile optime

$$\varepsilon_{K\,optim} = \frac{\sum_{i=1}^{4} \varepsilon_K^{(i)}/\gamma^{(i)}}{\sum_{i=1}^{4} 1/\gamma^{(i)}}, \quad \varepsilon_{R\,optim} = \frac{\sum_{i=1}^{4} \varepsilon_R^{(i)}/\gamma^{(i)}}{\sum_{i=1}^{4} 1/\gamma^{(i)}};$$

— cu valorile $\varepsilon_{K\,optim}$ și $\varepsilon_{R\,optim}$ se calculează varianta definitivă pentru d și w_1 dat, adică se recalculează a_1, a_2, l, P_{Fe}, η etc.

În blocul de alegere pentru d și w_1 se parcurge întregul domeniu, variind pe d și w_1 în ambele sensuri. Calculul se consideră încheiat cînd au fost parcurse, pentru cele două variabile, toate valorile care formează un domeniu simplu conex.

Foaia de rezultate va conține variantele care satisfac condițiile pentru a_1, a_2, l, d, w_1 și η pînă ce se ajunge la un η minim. Apare apoi titlul: „Calcul eta optim" urmat de dimensiunile cerute pentru perechea de valori d, w_1 care este în domeniu. Calculul complet pentru un tip de transformator durează circa 75 s (cu obținerea tuturor variantelor). Programul a fost întocmit în limbajul algoritmic ALGOL-ELLIOTT 4100. Ocupă circa 6 000 de celule din memoria calculatorului. Este elaborat pe bază de proceduri, existînd patru proceduri de funcție care calculează valoarea polinomului în w_1, valoarea derivatei acestui polinom, valoarea variabilei l și valoarea variabilei η și patru proceduri de declarație care calculează coeficienții polinomului în w_1, soluția ecuației de gradul cinci în w_1 prin metoda Newton-Raphson, valorile variabilelor a_1 și a_2 și valorile variabilelor a_1, a_2, l și ε_0 satisfăcînd condițiile de eroare impuse. În fiecare punct mai important al programului se pot scoate cu manevre simple la pupitrul de comandă al calculatorului, rezultatele intermediare care interesează.

Pentru fiecare transformator calculat s-a prevăzut o bandă de date separată. Rezultatele se obțin pe bandă perforată care apoi se decodifică.

2. *Rezultate de calcul obținute la optimizarea seriei unitare de transformatoare*

Metodica descrisă a fost utilizată pentru verificarea optimului seriei unitare de transformatoare de putere trifazate în ulei 100—1 600 kVA, serie unitară care se fabrică la Uzinele Electroputere Craiova și conține următoarele game de puteri: 100, 160, 250, 400, 630, 1 000, 1 600 kVA și tensiuni: 6, 10, 15, 20, 25, 35 kV.

S-au optimizat patru gabarite din serie și anume: 100, 400, 630, 1 600 kVA, 20/0,4 kV cu înfășurări din conductor de aluminiu izolat cu hîrtie și miez din tablă laminată la rece cu îmbinări la 45°. Pentru restul de gabarite din serie dimensiunile optime se pot determina prin interpolare sau, mai bine prin calcule separate.

Datele constructive ale transformatoarelor de putere s-au luat din seria unitară în fabricație la UEPC.

Optimizarea a decurs în două etape. În prima s-a determinat optimul teoretic (η minim la parametri nominali dați) și apoi s-au dedus variantele cvasioptime care satisfac condițiile arătate anterior (diametre normalizate, număr întreg de spire, încadrarea parametrilor în norme, cost nedepășind cu 5% minimul).

Șirul valorilor caracteristice la găsirea minimului func-

Nr. de ordine al calculului	1	2	3	4	5	6	7
B_c, T	1,550	1,556	1,562	1,568	1,574	1,580	1,586
„minim η"	1386,91	1381,95	1377,78	1374,05	1370,88	1368,28	1366,34
ΔB_c, mT (pasul nou)	6	6	6	6	6	6	6

Rezultatele calculelor sînt sistematizate în figura 5 și în tabela 4.

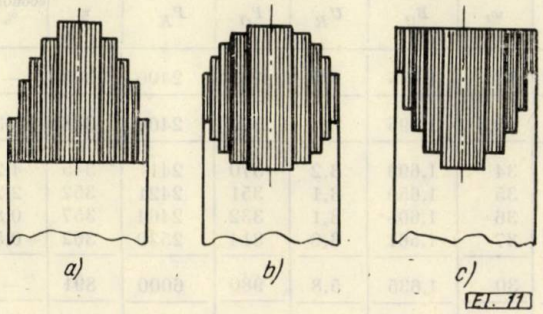


Fig. 3. Secțiuni în jugurile transformatoarelor

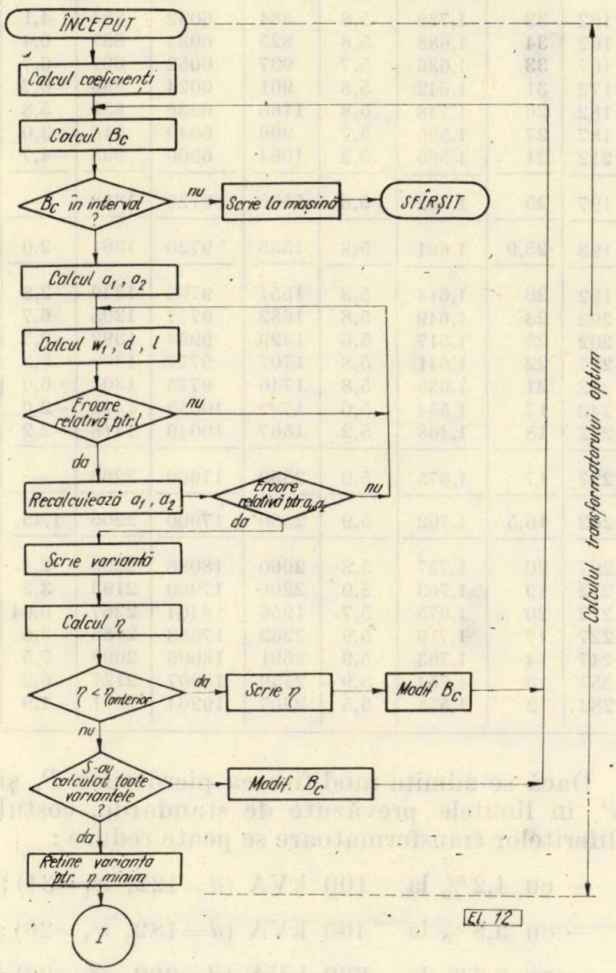


Fig. 3*a*. Calculul transformatorului optim

În figura 5 s-au reprezentat în planul parametrilor d, w_1 variantele cvasioptime determinate pentru cele patru transformatoare calculate. În aceeași figură s-au încercuit punctele corespunzătoare transformatoarelor UEPC și s-au reprezentat punctele „optime" (cu *). Punctele corespunzătoare unor transformatoare cu cost redus în comparație cu transformatoarele UEPC s-au reprezentat cu semne pline, pe cînd cele cu cost mai ridicat — prin semne goale.

În tabela 4 se dau valorile comparative ale parametrilor constructivi și funcționali ai transformatoarelor supuse optimizării (seria UEPC), ale celor teoretic optime și ale cîtorva variante cvasioptime. Numerele totale de variante cvasioptime la diferitele puteri au fost de 4 la

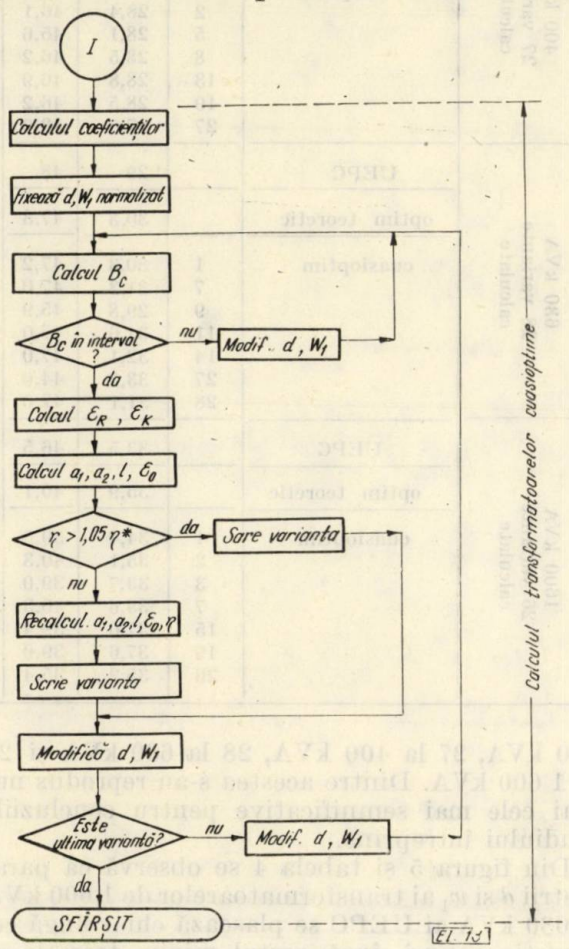


Fig. 3*b*. Calculul transformatoarelor cvasioptime

Tabela 3

țiunii de cost pentru transformatorul de 630 kVA

8	9	10	11	12	13	14	15	16
1,592	1,598	1,604	1,601	1,604	1,60175	1,60025	1,60088	1,60098
1365,09	1364,67	—	1360,67	—	—	—	—	1360,669
6	6	3	3	+ 0,75	−0,75	−0,125	−0,015625	—

Tabela 4

Rezultate de calcul comparative (valori semnificative)

		Nr. crt.	a_1	a_2	l	d	w_1	B_C	U_R	P_0	P_K	η	economie %
100 kVA 4 variante calculate	UEPC		19	33,5	438	127	33	1,635	3,2	365	2400	360	—
	optim teoretic		19,66	29,1	512	119	35,8	1,695	3,2	365	2400	348	3,33
	cuasioptim	1	19,6	29,1	467	122	34	1,699	3,2	370	2411	345	4,2
		2	19,3	28,6	490	122	35	1,650	3,1	351	2421	352	2,2
		3	18,9	27,9	511	122	36	1,605	3,1	332	2464	357	0,8
		4	18,5	27,3	531	122	37	1,561	3,0	314	2530	362	−0,5
400 kVA 27 variante calculate	UEPC		29	45,5	503	173	30	1,635	5,8	980	6000	891	—
	optim teoretic		28,6	46,4	597	165	32,9	1,675	5,8	980	6000	889	0,2
	cuasioptim	1	28,4	46,2	590	162	33	1,739	5,8	884	6032	854	4,1
		2	28,4	46,1	627	162	34	1,688	5,8	825	6034	887	0,4
		5	28,1	45,6	595	167	33	1,636	5,7	937	6052	897	−0,7
		8	28,5	46,2	540	172	31	1,642	5,8	961	6024	898	−0,7
		13	28,8	46,9	390	182	26	1,748	5,8	1166	6036	839	5,8
		19	28,5	46,2	426	187	27	1,595	5,7	966	6040	918	−3,0
		27	27,0	43,9	259	212	21	1,595	5,2	1064	6300	933	−4,7
630 kVA 28 variante calculate	UEPC		29	48	695	197	25	1,592	5,8	1535	9720	1388	—
	optim teoretic		30,3	47,3	693	193	25,9	1,601	5,8	1535	9720	1361	2,0
	cuasioptim	1	30,3	47,2	694	192	26	1,614	5,8	1551	9763	1349	2,8
		7	31,3	47,0	561	202	23	1,649	5,8	1682	9777	1295	6,7
		9	29,8	45,9	649	202	25	1,517	5,6	1429	9934	1392	−0,3
		11	31,6	47,0	521	207	22	1,641	5,8	1707	9777	1300	6,3
		14	32,1	47,0	482	212	21	1,639	5,8	1746	9778	1304	6,0
		27	33,7	44,6	335	242	17	1,554	5,6	1791	10053	1416	−2,0
		28	31,1	42,0	359	242	18	1,468	5,2	1567	10049	1418	−2,2
1600 kVA 26 variante calculate	UEPC		33,5	46,5	965	227	17	1,675	5,9	2350	17900	2268	—
	optim teoretic		35,9	40,1	866	232	16,5	1,702	5,9	2350	17900	2206	1,45
	cuasioptim	1	34,4	39,8	1159	207	20	1,757	5,8	2060	18088	2205	2,8
		2	35,1	40,3	1077	212	19	1,763	5,9	2206	17900	2193	3,3
		3	33,7	39,0	1160	212	20	1,675	5,7	1956	18404	2267	0,04
		7	35,6	40,3	907	227	17	1,719	5,9	2262	17983	2186	3,6
		15	37,0	39,4	660	247	14	1,763	5,9	2691	18006	2098	7,5
		19	37,6	39,0	588	257	13	1,754	5,9	2759	18007	2127	6,2
		26	35,2	35,4	509	282	12	1,578	5,5	2207	19264	2311	−1,9

100 kVA, 27 la 400 kVA, 28 la 630 kVA și 26 la 1 600 kVA. Dintre acestea s-au reprodus numai cele mai semnificative pentru concluziile studiului întreprins.

Din figura 5 și tabela 4 se observă că parametrii d și w_1 ai transformatoarelor de 1 600 kVA și 630 kVA ai UEPC se plasează chiar lîngă cei teoretic optimi, însă costul minim teoretic se realizează practic numai la puterea de 400 kVA. Transformatoarele de 100, 630 și 1 600 kVA se pot deci ieftini menținînd practic aceleași valori pentru pierderile de mers în gol și în scurtcircuit, alegînd variantele cvasioptime corespunzătoare din tabele:

— cu 4,2% la transformatoarele de 100 kVA ($d = 122$, $w_1 = 34$);
— cu 2,8% la transformatoarele de 630 kVA ($d = 192$, $w_1 = 26$);
— cu 3,6% la transformatorul de 1 600 kVA ($d = 227$, $w_1 = 17$).

Dacă se admite modificarea pierderilor P_0 și P_k în limitele prevăzute de standarde, costul diferitelor transformatoare se poate reduce:

— cu 4,2% la 100 kVA (d=122, w_1=34);
— cu 5,8% la 400 kVA (d=182, w_1=26);
— cu 6,7% la 630 kVA (d=202, w_1=23);
— cu 7,5% la 1 600 kVA (d=247, w_1=14).

Alegerea acestor variante devine avantajoasă în special dacă prin măsuri tehnologice se poate reduce întrucîtva nivelul pierderilor suplimentare în fier.

Este interesant de observat că la toate variantele cuasioptime corespunzătoare unei puteri date, grosimile înfășurărilor depind în foarte mică măsură de diametrul coloanei și de ceilalți parametri constructivi. Înălțimea înfășurării în schimb se modifică în limite largi. Se mai

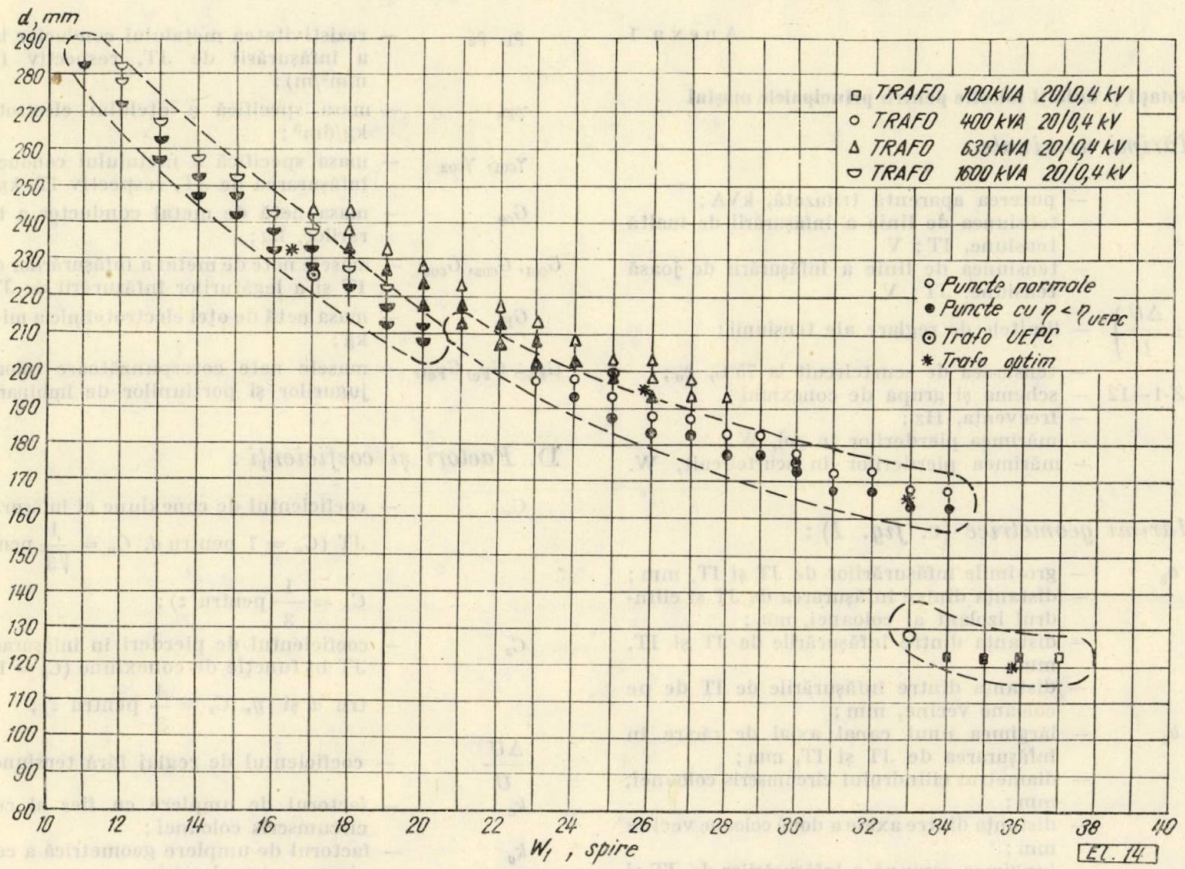


Fig. 5. Reprezentarea grafică a variantelor cvasioptime determinate.

observă că pierderile în scurtcircuit variază în general puțin de la o variantă la alta, pe cînd pierderile de mers în gol variază în limite largi și în sens invers cu valoarea criteriului de cost. Această ultimă observație permite alegerea unor variante cu pierderi minime la cost dat, putîndu-se obține pe această cale scăderea pierderilor de mers în gol:

— cu 13% la 100 kVA (d=122, w_1=37);
— cu 16% la 400 kVA (d=162, w_1=34);
— cu 7% la 630 kVA (d=202, w_1=25) sau cu 14%, admițînd și o creștere de cost de 1,5% (d=202, w_1=26);
— cu 17% la 1 600 kVA (d=212, w_1=20).

Concluzii

Prezenta metodică are la bază ipotezele necesare calculului tehnico-economic considerînd că procesul de optimizare se efectuează atît din punctul de vedere al constructorului cît și al organului de exploatare.

Metodica are o structură relativ simplă și poate să dea rezultate bune atît la optimizarea propriu-zisă cît și la optimizarea iterativă a unei serii de transformatoare trifazate, permițînd o anumită elasticitate în alegerea construcției transformatorului optimizat pentru variații mici ale parametrilor de bază.

Rezultatele de calcul au confirmat faptul că actuala serie unitară de transformatoare trifazate în ulei de putere 100—1 600 kVA și tensiuni pînă la 35 kV, fabricată de uzinele Electroputere-Craiova este aproape de optimul teoretic, chiar dacă par a exista unele posibilități de reducere a prețului de cost la transformatoarele de 100, 630 și 1 600 kVA sau de reducere a pierderilor de mers în gol, cum s-a arătat. Aceste posibilități trebuie desigur confruntate cu condițiile tehnologice și organizatorice concrete ale fabricației respective, pentru adoptarea unei decizii valabile.

Este de observat faptul că, la determinarea variantelor cuasioptime metodica propusă ține seamă și de interesele beneficiarului (organului de exploatare) optimizînd abaterile parametrilor de exploatare P_0, P_k, u_k de la valorile lor nominale, astfel încît costul total al transformării să atingă un minim relativ. În condițiile fabricației de serie, metodica de optimizare tehnico-economică poate servi cu succes la determinarea variantelor optime și cvasioptime atunci cînd intervin îmbunătățiri ale caracteristicilor materialelor utilizate sau perfecționări tehnologice.

Metodica este aplicabilă și deosebit de utilă la proiectarea noilor tipuri de transformatoare, caz în care se impune optimizarea propriu-zisă.

Anexa 1

Notaţii şi unităţi folosite pentru principalele maşini

A. *Mărimi nominale*:

S — puterea aparentă trifazată, kVA;
U_{N1} — tensiunea de linie a înfăşurării de înaltă tensiune, IT; V
U_{N2} — tensiunea de linie a înfăşurării de joasă tensiune, JT; V
$U_N\left(1\pm\frac{\Delta U}{U}\right)$ — limitele de reglare ale tensiunii;
u_k — tensiunea de scurtcircuit la 75°C, %;
$D, Y, Z\text{-}1-12$ — schema şi grupa de conexiuni
f — frecvenţa, Hz;
P_0 — mărimea pierderilor în gol, W;
P_k — mărimea pierderilor în scurtcircuit, W.

B. *Mărimi geometrice (v. fig. 1)*:

a_1, a_2 — grosimile înfăşurărilor de JT şi IT, mm;
a_{01} — distanţa dintre înfăşurarea de JT şi cilindrul izolant al coloanei, mm;
a_{12} — distanţa dintre înfăşurările de JT şi IT, mm;
a_{22} — distanţa dintre înfăşurările de IT de pe coloane vecine, mm;
b_1, b_2 — lărgimea unui canal axial de răcire în înfăşurarea de JT şi IT, mm;
d — diametrul cilindrului circumscris coloanei, mm;
D — distanţa dintre axele a două coloane vecine mm;
l — lungimea comună a înfăşurărilor de JT şi IT, mm;
l_{01}', l_{02}'' — distanţele de izolare la juguri, mm;
l_c — lungimea coloanei, mm;
l_{t1}, l_{t2} — lungimea axială însumată a spaţiilor constructive suplimentare în înfăşurarea de JT şi IT, mm;
Δl — denivelarea echivalentă a înfăşurărilor în dispunere simetrică, mm;
n_1, n_2 — numărul de canale de răcire axiale în înfăşurarea de JT şi IT.

C. *Mărimi electromagnetice şi fizice*

B_c — valoarea inducţiei magnetice în coloană, T;
B_{c1}, B_{c2}, B_{c3} — valorile extreme ale inducţiei în coloană şi media lor, T;
p'_{10} — pierderi specifice în fier raportate la 1T pentru domeniul $B_{c1} \leqslant B_c \leqslant B_{c3}$, W/kg;
p_{Fe1}, p_{Fe2}, p_{Fe3} — pierderi specifice în tolele circuitului magnetic la inducţiile B_{c1}, B_{c2}, B_{c3} şi frecvenţa f;
P_c, P_j, P_{tr} — pierderi în fierul coloanelor, jugurilor şi îmbinărilor de trecere coloană jug, W;
P_1, P_2 — pierderi Joule în înfăşurările de JT şi IT, W;
u_A, u_R — componenta activă şi reactivă a tensiunii de scurtcircuit, %
w_0 — numărul de spire în înfăşurarea de JT, echivalent spaţiilor constructive l_{t1};
w_1 — numărul de spire al unei bobine de JT; pentru conexiunea zigzag, este numărul de spire al unei secţiuni;
w_2 — numărul total de spire al înfăşurării de IT (inclusiv reglajul);
s_1 — aria secţiunii conductorului înfăşurării de JT raportată la numărul de spire al unei secţiuni de bobină, mm²;
s_2 — aria secţiunii conductorului înfăşurării de IT, mm²;
ρ_1, ρ_2 — rezistivitatea metalului conductor la 75°C a înfăşurării de JT, respectiv IT, (Ω mm²/m);
γ_{Fe} — masa specifică a oţelului electrotehnic, kg/dm³;
γ_{c01}, γ_{c02} — masa specifică a metalului conductor în înfăşurarea de JT, respectiv IT, kg/dm³;
G_{c0} — masa netă de metal conductor a înfăşurărilor, kg;
G_{c01}, G_{c02}, G_{c03} — masele nete de metal a înfăşurărilor de JT, IT şi a legăturilor înfăşurării de JT, kg;
G_{Fe} — masa netă de oţel electrotehnic a miezului, kg;
G_{Fec}, G_{Fej} G_{Fetr} — masele nete corespunzătoare coloanelor, jugurilor şi porţiunilor de îmbinare, kg.

D. *Factori şi coeficienţi*:

C_u — coeficientul de conexiune al înfăşurării de JT ($C_u = 1$ pentru d, $C_u = \frac{1}{\sqrt{3}}$ pentru y; $C_u = \frac{1}{3}$ pentru z);
C_z — coeficientul de pierderi în înfăşurarea de JT în funcţie de conexiune ($C_z = 1$ pentru d şi y, $C_z = \frac{4}{3}$ pentru z);
$\frac{\Delta U}{U}$ — coeficientul de reglaj fără tensiune;
k_c — factorul de umplere cu fier al cercului circumscris coloanei;
k_g — factorul de umplere geometrică a cercului circumscris coloanei;
k_j — factorul de majorare al secţiunii jugurilor;
k_m — factorul de majorare al pierderilor în fier datorită prelucrării şi împachetării;
k_{r1}, k_{r2} — factorii de majorare a rezistenţei în curent alternativ a înfăşurării de JT şi IT;
k_R — coeficientul lui Rogowski;
k_s — coeficientul de pierderi suplimentare în scurtcircuit (schelă, cuvă, legături);
k_{tr} — coeficientul de majorare a pierderilor în fier în îmbinări datorită cîmpului magnetic care străbate tolele transversal pe direcţia de laminare şi datorită repartiţiei neuniforme a inducţiei în îmbinări;
k_{u1}, k_{u2} — coeficienţii de umplere ai înfăşurărilor de JT şi IT în porţiunea de bobinaj compact;
k_x — coeficientul de majorare a reactanţei de scăpări datorită legăturilor;
α — exponentul de variaţie a pierderilor specifice în fier, $p_{Fe} = p'_{10} B_c^{\alpha}$, în care p'_{10} sînt pierderile specifice în fier raportate la 1 Tesla pentru domeniul $B_{c1} \leqslant B_c \leqslant B_{c3}$;
ε — valoarea maximă a erorii relative de aproximare a legii reale de variaţie a pierderilor specifice în fier din relaţia de mai sus în acelaşi domeniu;
ξ — factorul de formă al jugurilor ($\xi = 0$ pentru jug de secţiune asimetrică normală (fig. 3, *a*); $\xi = 1$ pentru jug de secţiune simetrică (fig. 3, *b*); $\xi = 2$ pentru jug de secţiune asimetrică răsturnată (fig. 3, *c*).

E. *Rapoarte şi criterii economice*

p — raportul costurilor de fabricaţie ale înfăşurărilor şi miezurilor, raportate la unităţile nete de material activ (conductor, oţel, electrotehnic);
η — criteriul de cost de fabricaţie, exprimat în unităţi de masă de oţel electrotehnic.

Anexa 2

Expresiile coeficienților ce intervin în programul de calcul

$$M_0 = 3a_{12} + n_1 b_1 + n_2 b_2 ,$$

$$M_1 = \frac{C_1 C_3 l\,[d + a_1 + 2a_{01} + M_3(d + 2a_1 + a_2 + 2a_{01} + 2a_{12})]}{C_5 k_R k_\Delta (l - l_{t1})(2d + 3a_1 + a_2 + 4a_{01} + 2a_{12})},$$

$$M_2 = 1 + \left(\frac{l - l_{t1}}{l - l_{t2}}\right)^2 / C_{16},$$

$$M_3 = \frac{(l - l_{t1})(n_2 + 1)}{(l - l_{t2})(n_1 + 1)},$$

în care: $k_R = 1 - \frac{a_1 + a_2 + a_{12}}{\pi l}$;

$$k_\Delta = 1 + \frac{(\Delta l)^2}{l(a_1 + a_2 + 3a_{12})},$$

$$C_1 = \frac{\rho_1 C_z k_{r1}}{k_{u1}}, \qquad C_2 = \frac{\rho_1 C_z k_{r1}(n_2 + 1)}{k_{u2}},$$

$$C_3 = \frac{10^3 \pi S^2 k_s}{3 C_u^2 U_{N1}^2 P_k}, \qquad C_4 = 2(a_{01} + a_{12}),$$

$$C_5 = \frac{4\pi^3 f k_x S}{9 \cdot 10^{15} C_u^2 U_{N1}^2 u_R}, \qquad C_6 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f} \gamma_{Fe} p_{10} \cdot k_m \cdot C_u \cdot U_{N1},$$

$$C_8 = B_c^{\alpha - 1}, \qquad C_9 = 3(l_0' + l_0''),$$

$$C_{10} = C_4 + a_{22}, \qquad C_{12} = k_j^{1-\alpha},$$

$$C_{14} = k_{tr} \cdot k_j^{1 - \frac{\alpha}{2}}, \qquad C_{15} = (0{,}45\,\xi \cdot k_j - 3{,}4 k_j^{1-\alpha} + 5{,}1 C_{14}) k_g^{0{,}5},$$

$$C_{16} = \frac{k_{r1} k_{u2}(n_2 + 1) C_z}{k_{r2} k_{u1}(n_1 + 1)\left(1 + \frac{\Delta U}{U}\right)}, \qquad C_{17} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 10^6 C_u U_{N1}}{\pi^2 f k_c},$$

$$C_{18} = \left(1 - \frac{a_{12} + a_1 + a_2}{\pi l}\right)\left[1 + \frac{(\Delta l)^2}{l(3a_{12} + a_1 + a_2)}\right],$$

$$C_{19} = \frac{6 C_5 C_6 C_8}{P_0}(3a_{12} + a_1 + a_2),$$

$$C_{20} = \frac{3a_1 + a_2}{2} + 2a_{01} + a_{12},$$

$$C_{21} = \sqrt{\frac{C_{17}}{B_c}},$$

$$C_{22} = \frac{C_6 C_8}{P_0}[4C_{12}(2a_1 + 2a_2 + C_{10}) + C_9],$$

$$C_{23} = \frac{C_6 C_8 C_{21}}{P_0}(C_{15} + 4C_{12}),$$

Constantele $C_1 \ldots C_{17}$ nu depind de a_1, a_2, l, d, w_1.

Bibliografie

[1] *Moore, C.L., Duboc, W.T.* și *Zaphyr, P.A.* Application of a digital computer to the design of Power Transformers to Specification. În: Trans. AIEE, part. I, vol. **75**, 1956, p. 134—138.

[2] *Williams, S.B., Abetti, P.A.* și *Magnusson, E.F.* Application of digital computers to transformer design. În: Trans. AIEE, part. III, vol. **75**, 1956, p. 728—733.

[3] *Sharpley, W.A.* și *Oldfield, J.V.* The digital computer applied to the design of large power transformers. În: Proc. IEE, part. A, vol. **105**, 1958, p. 112—125.

[4] *Dietrich, W.* Berechnung von Transformatoren mit Hilf von Digitalrechnern. În: ETZ-A **81**, nr. 3, 1960, p. 114—120.

[5] *Dietrich, W.* și *Klotz, H.* Transformatoren berechnung und Digitalrechnenmaschinen. În: Siemens-Z **34**, nr. 6, 1960, p. 372—378.

[6] *Torseke, L.* și *Pirtkl, E.* Calculation of power transformer design characteristics with a digital computer. În: ASEA Research, nr. 6, 1961, p. 5—24.

[7] *Bahm, E.* Einfache Methode für den automatischen Entwurf elektrischer Maschinen und Transformatoren mit Digitalrechnern. În: Bul. ASE **52**, nr. 24, 1961, p. 975—984.

[8] *Weber, W.* Anwendung von Digitalrechnern zum Lösung von Berechnungsaufgaben auf dem Gebiet des Transformatorenbaues. În: E.u.M. **80**, nr. 19/20, 1963, p. 458—463.

[9] *Inkinen, L.* Die optimale Transformatoren berechnung auf Digitalrechnenmachinen. În: E.u.M. **80**, nr. 19/20, 1963, p. 464—469.

[10] *Postnikov, I.M.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Ed. Energetică de Stat, 1954, p. 576—584.

[11] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. **III**. Transformatorul. București, Editura tehnică, 1960, p. 246—256.

[12] *Tihomirov, P.M.* Rascet transformatorov. Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1962, p. 72—123.

[13] *Popov, I.* Eine Methode zur Bestimmung der optimalen Abmessungen der Kerne von Leistungstransformatoren. În: Deutsche Elektrotechnik 12, nr. 7, 1958, p. 243—248.

[14] *Favez, B.* La determination des optimums economique. În: RGE **74**, nr. 10, 1965, p. 818—822.

[15] *Apetrei, C.* Determinarea prin calcul a optimului tehnico-economic a transformatorului de putere. În: Studii și cercetări energetice seria A **12**, nr. 4, 1962.

[16] *Crețu, D., Birgăuanu, M.* și *Oprișan, P.* Influența variației indicilor tehnico-economici asupra soluției optime a transformatoarelor de putere. În: Studii și cercetări energetice seria A **13**, nr. 1, 1963, p. 73—106.

[17] *Bălă, C.V.* și *Cupșa, A.G.* Determinarea optimului tehnico-economic absolut în proiectarea transformatoarelor de putere. În: Studii și cercetări energetice, seria A **13**, nr. 1, 1963, p. 107—124.

[18] *Birgăuanu, M.E., Crețu, D.V.* și *Bălă, C.V.* Cu privire la determinarea soluțiilor optime a unei serii unitare de transformatoare de putere pe bază de considerente tehnice și economice. În: Studii și cercetări energetice, seria A **13**, nr. 1, 1963, p. 125—139.

[19] *Birgăuanu, M.E.* și *Crețu, D.V.* Transformatoare cu cupru sau aluminiu. În: Studii și cercetări energetice, seria A **13**, nr. 2, 1963.

[20] *Birgăuanu, M.E.* și *Crețu, D.V.* Caracteristicile și dimensiunile principale ale seriilor de transformatoare de putere de 100—1 600 kVA determinate de condiții tehnico-economice. În: Studii și cercetări energetice, seria A **13**, nr. 4, 1963, p. 583—600.

[21] *Răducanu, I.* ș.a. Stabilirea procesului optim de proiectare a transformatoarelor cu ajutorul calculatoarelor electronice. Referat tehnico-științific. Uzinele Electroputere Craiova, dec 1966 (25 p.).

[22] *Herriot, J.* Methods of mathematical analysis and computation. New-York, John Wiley & Sons, Inc., 1962.

[23] *McCracken, D.D.* A guide to ALGOL programming. New-York, London, John Wiley & Sons, Inc. 1962.

[24] *McCracken, D.D.* Programmation des calculatrices numérique. Paris, Ed. Dunod, 1964.

[25] *Legras, J.* Analyse numérique. Paris, Ed. Dunod, 1960.

[26] Mathematics of computation vol. **20**, nr. 95, iul 1966, p. 434—437.

[27] Colecție de programare pentru calculatorul CET 500. Editura Academiei R.S.R., 1967.

[28] *Todd, J.* Survey of numerical analysis. Mc. Graw Hill Book Company, Inc., 1962. p. 255—279.

[29] *Ponescu, C., Ionescu, Vl.* și *Rosinger, El.* Programarea matematică cu aplicații în energetică. Ed. Academiei R.S.R., 1967.

[30] *Moriss, A.L.* Stepped core section for power transformers. În: Engineer 184, dec, 1967.

[31] Manualul Software ELLIOTT 4100.

[32] Manualul Hardware ELLIOTT 4100.

Intrat în redacție la 9 VIII 1969

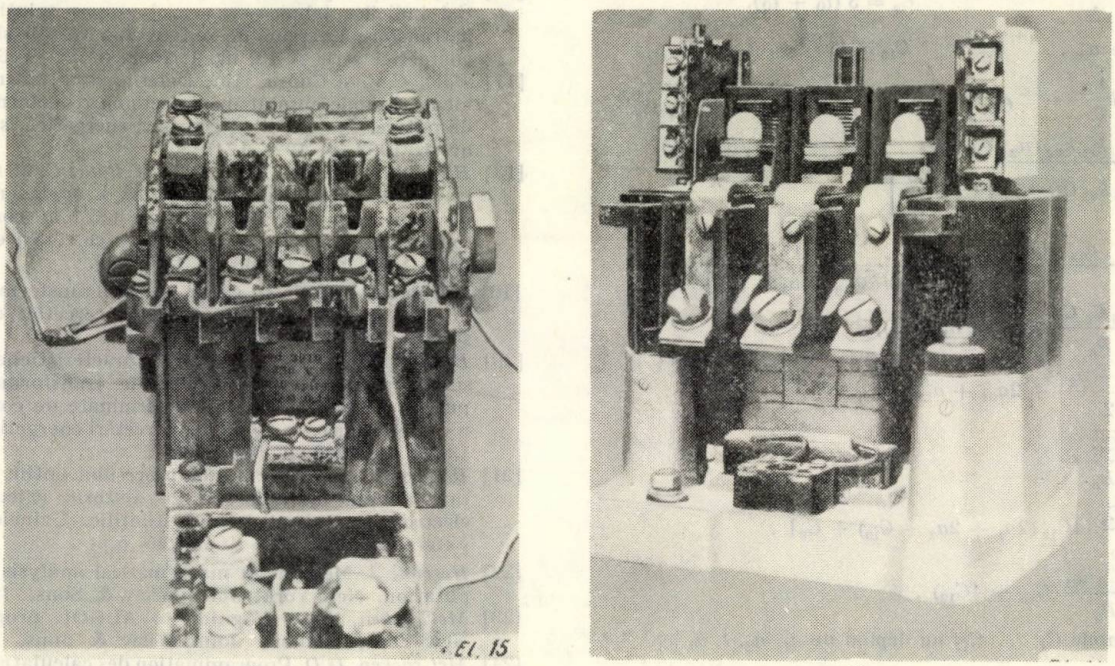
Comportarea unor aparate electrice de joasă tensiune în microclimate agresive

CONSTANTIN ANTOHI ŞI ECATERINA PÎRLIGRAS* — Bucureşti

CZ 621.316.319-758.027.25.001.4

Pentru o informare mai completă privind influenţa pe care o au factorii climatici asupra funcţionării unor aparate de joasă tensiune frecvent utilizate la acţionări electrice, s-a considerat că este necesar să se studieze comportarea acestora în microclimate diferite, pe perioade mai îndelungate. Prin aceasta se pot descoperi şi urmări interacţiunile reciproce ale materialelor care intră în construcţia lor şi totodată se pot determina cu mai multă siguranţă cauzele scoaterii din funcţiune a aparatelor în asemenea medii agresive.

În acest scop, s-au început, în anul 1966, cercetări pe un număr de aparate de joasă tensiune supuse condiţionărilor în medii cald-umede de laborator, în microclimat subteran şi în microclimat maritim. În figurile 1 şi 2 se prezintă unele din aparatele supuse verificărilor climatice de lungă durată.



a) b)

Fig. 1. Aparate diferite supuse încercărilor climatice de lungă durată (1100 zile căldură umedă ciclică STAS 6745-63).

1. Caracterizarea mediilor de încercare

Mediul cald-umed ciclic de laborator, folosit de noi la condiţionarea aparatelor şi definit prin STAS 6745-63 pct. 4.2 [3], se caracterizează prin variaţia ciclică a temperaturii atmosferei de condiţionare între + 25°C ± 2°C şi +40° ± 2°C. Într-un interval de 24 ore (un ciclu), aparatele supuse condiţionării se ţin timp de 12 ore la temperatura de 40° ± 2°C şi umiditate relativă de 95% —100% şi timp de cel puţin 5 ore la temperatura de 25°C ±2°C şi umiditatea relativă de 95%—100%.

Restul timpului pînă la 24 ore se foloseşte pentru creşterea şi scăderea temperaturii. În perioada de creştere a temperaturii atmosferei de condiţionare, pe suprafaţa pieselor componente ale aparatelor apare o peliculă continuă de apă provenită din condensarea vaporilor. Această peliculă de apă se menţine şi în perioada rece a ciclului din cauză că atmosfera din camera de condiţionare rămîne în permanenţă saturată cu vapori de apă.

Cel de al doilea mediu cald-umed de laborator utilizat de noi este definit în STAS 6743-63 : temperatura atmosferei de condiţionare se menţine între 28 şi 30°C, iar umiditatea relativă între 95% şi 100% [2]. Datorită menţinerii temperaturii între limitele arătate, vaporii de apă din atmosferă nu condensează pe suprafaţa pieselor.

* Ing. *C. Antohi* este cercetător ştiinţific principal iar ing. *E. Pîrligras* este şef de laborator în secţia cercetări calitate din I.C.P.E.

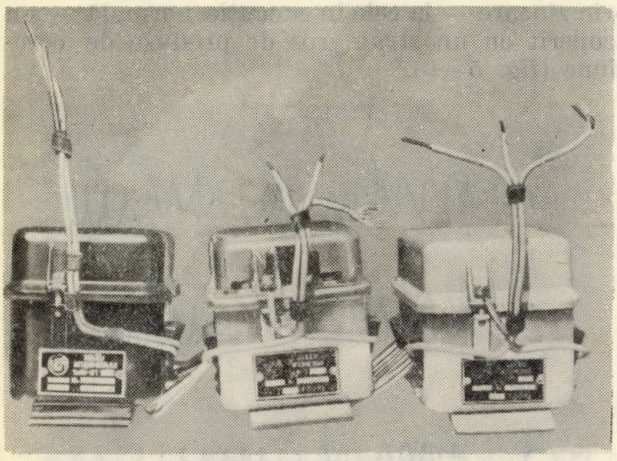


Fig. 2. Relee intermediare diferite supuse încercărilor climatice de lungă durată.

Microclimatul de la orizontul 11 din exploatarea minieră Baia-Sprie se caracterizează prin temperatură constantă tot timpul anului (33° ± 1°C), umiditate relativă a aerului maximă (98% —100%), prezența de particule fine (aerosoli) de steril sau roci care conțin sulfuri. Picăturile de apă de condensare ce apar pe suprafața apelor au *p*H-ul între 2 și 4.

Microclimatul din stația experimentală I.C.P.E. de la Agigea-Constanța, se caracterizează prin prezența aerosolilor salini și printr-o umiditate relativă medie anuală de peste 80% (peste 85% în luna ianuarie și peste 70% în luna iulie). Pe bază de date statistice înregistrate în ultimii 70 de ani numărul mediu anual al zilelor cu ceață, în care umiditatea relativă a aerului ajunge pînă la 100% este de 43, iar numărul zilelor senine în care acțiunea radiației solare se manifestă din plin și umiditatea relativă a aerului are valori sub 50% este de circa 140 [3].

2. Programul verificărilor periodice

Aparatele condiționate în microclimatele indicate mai sus au fost supuse periodic următorului program de încercări:

—verificarea rezistenței de izolație între căile de curent și între acestea și masă;

— încercarea la tensiune mărită (600V— 50 Hz între căile de curent și între acestea și masă timp de 10 minute);

— funcționarea sub tensiune nominală timp de 10 minute;

— verificarea aspectului reperelor din mase plastice;

— verificarea aspectului și aderenței acoperirilor de protecție.

3. Analiza rezultatelor

Rezultatele obținute în urma încercărilor confirmă faptul că cel mai agresiv mediu de încercare în cazul experimentărilor noastre, este mediul subteran. Astfel, toate aparatele expuse 180 zile în galeria de la orizontul 11 — Baia Sprie, au fost străpunse în cursul încercărilor la tensiunea de 600 V—50 Hz. Au făcut excepție numai limitatoarele de cursă pentru mașini-unelte în execuție tropicalizată, la care datorită închiderii cu capace prevăzute cu garnituri din cauciuc perbunan și a protecției mai eficiente a pieselor metalice, rezistența de izolație s-a menținut la valori mai mari decît 0,07 MΩ și nu au apărut străpungeri sub tensiunea de 600 V—50 Hz, aplicate timp de 10 minute, nici după 270 zile de menținere în mină. Ele au ieșit totuși din funcție după 270 zile de expunere din cauza blocării contactului mobil ca urmare a corodării arcurilor de acționare. Pentru asigurarea funcționării îndelungate în asemenea medii puternic corozive este necesar ca aparatele să fie prevăzute cu carcase de protecție cu închidere ermetică.

În general, rezistența de izolație a tuturor aparatelor în execuție tropicalizată s-a menținut circa 2 ani la nivel superior celui înregistrat la aparatele în execuție normală. În mod evident, piesele izolante executate din materiale de presare melaminice cu umplutură anorganică se comportă în special în mediile cald-umede mai bine decît piesele din bachelită electrotehnică normală.

Din cauza contaminării crescînde a suprafeței pieselor electroizolante, cu praf și impurități diverse, rezistivitatea de suprafață scade relativ uniform atît la piesele din melamină cît și la

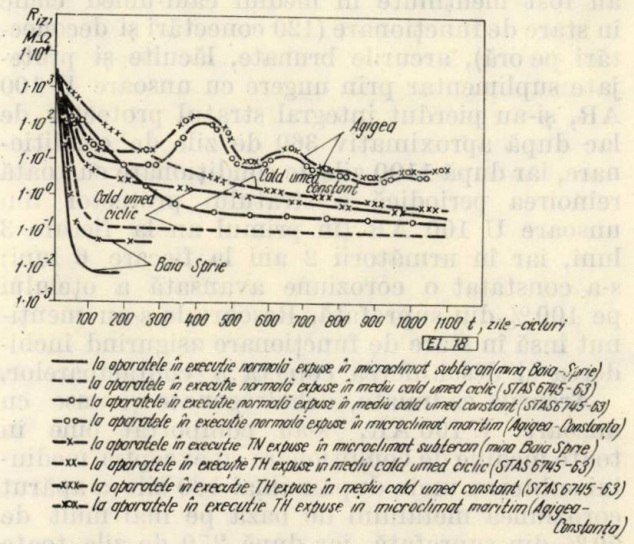


Fig. 3. Variația rezistenței de izolație între contacte la butoanele de comandă cod 3741-EA.

cele din bachelită, avînd ca efect o apropiere treptată a valorilor rezistenței de izolație. Ca urmare, după aproximativ 2 ani și jumătate de condiționare în mediu cald-umed ciclic (STAS 6745-63), cald umed continuu (STAS 6643-63) și în microclimat maritim (Agigea-Constanța) valorile rezistențelor de izolație de la aparatele

în execuţie tropicalizată şi de la cele în execuţie normală au devenit practic egale. În figura 3 se prezintă spre exemplificare variaţia rezistenţei de izolaţie între contacte, la butoanele de comandă cod 3741 EA în execuţie normală şi în execuţie tropicalizată, expuse în aceleaşi medii de încercare.

Influenţa egalizatoare a mediului s-a manifestat cel mai evident în microclimatul subteran unde din cauza prafului umed care a pătruns peste tot, depunîndu-se pe suprafaţa tuturor reperelor electroizolante, nu s-a putut observa o diferenţă esenţială în comportarea pieselor din melamină faţă de cele executate din bachelită. Stratul de praf umed, avînd o rezistivitate cu mult mai mică decît a materialelor pe care s-a depus, anulează practic diferenţele de comportare ale acestora în mediul respectiv.

În general s-a constatat că elementele cele mai sensibile la acţiunea mediilor climatice agresive studiate de noi, nu sînt materialele electroizolante ci resoartele şi miezurile magnetice. Astfel la contactoarele AC-3 în execuţie normală, toate resoartele brunate, lăcuite şi protejate suplimentar prin ungere cu unsoare U 100 AR, s-au distrus complet după circa 180 zile de menţinere în mediul subteran şi după menţinere circa 270 cicluri în mediu cald-umed ciclic (fig. 4). La contactoarele în execuţie normală depozitate în camera micologică (căldură umedă constantă), la cele expuse în cabina cu jaluzele de pe malul mării (Agigea-Constanţa) cît şi la contactoarele în execuţie normală care au fost menţinute în mediul cald-umed ciclic în stare de funcţionare (120 conectări şi deconectări pe oră), arcurile brunate, lăcuite şi protejate suplimentar prin ungere cu unsoare U 100 AR, şi-au pierdut integral stratul protector de lac după aproximativ 360 de zile de condiţionare, iar după 1100 zile de condiţionare cu toată reînoirea periodică a stratului protector din unsoare U 100 AR (în primul an la fiecare 3 luni, iar în următorii 2 ani la fiecare 6 luni) s-a constatat o coroziune avansată a oţelului pe 100% din suprafaţă. Resoartele s-au menţinut însă în stare de funcţionare asigurînd închiderea şi deschiderea corectă a contactoarelor.

Arcurile cadmiate, dehidrogenate şi unse cu unsoare U 100 AR, s-au comportat bine în toate mediile de condiţionare cu excepţia mediului subteran unde după numai 180 zile a apărut coroziunea metalului de bază pe mai mult de 50% din suprafaţă, iar după 270 de zile toate arcurile s-au rupt după 20—30 de acţionări.

În figura 4 se prezintă cîteva arcuri de la contactoarele AC-3 condiţionate în medii climatice diferite.

În ceea ce priveşte organele de asamblare (şuruburi, piuliţe, şaibe), protecţia prin acoperire cu Ni-Cr [4], [5], [6], la aparatele în execuţie climatizată s-a comportat foarte bine în microclimat maritim pe cînd oţelul protejat prin zincare — la cele în execuţie normală — s-a acoperit cu un strat gros de produse de coroziune (fig. 5—6).

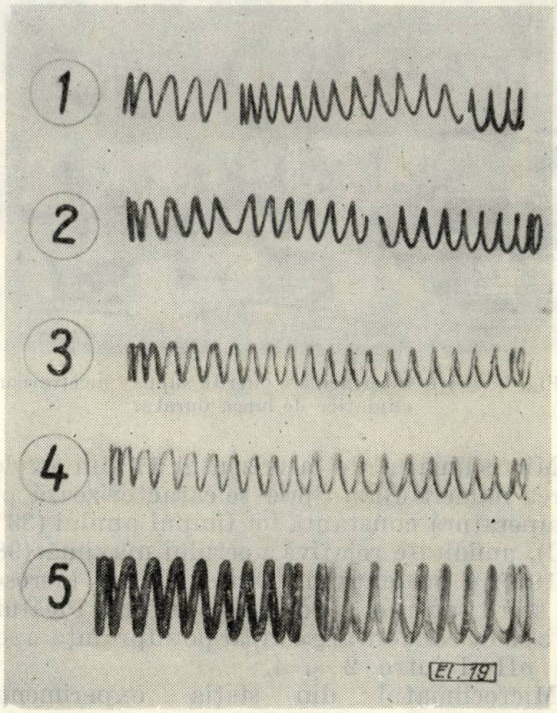


Fig. 4. Resoarte de la contactoarele AC-3 supuse încercărilor climatice de lungă durată:

1 — resort brunat, lăcuit şi uns cu U 100 AR după menţinere 180 zile în mină de metale neferoase; *2* — resort cadmiat şi uns cu U 100 AR după 270 zile în mină de metale neferoase; *3* — resort cadmiat şi uns cu U 100 AR după 1100 zile în microclimat maritim; *4* — resort cadmiat şi uns cu U 100 AR după 1100 zile în mediu cald-umed ciclic de laborator; *5* — în stînga, un resort brumat, lăcuit şi protejat suplimentar cu unsoare U 100 AR iar în dreapta un resort cuprat, nichelat şi cromat, ambele după 1100 zile de menţinere în mediu cald-umed ciclic de laborator.

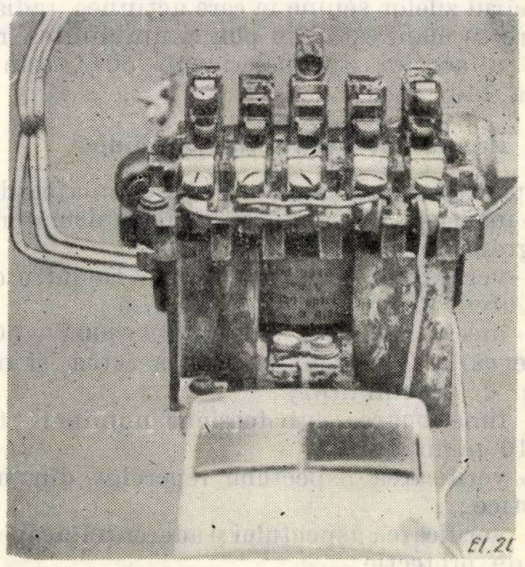


Fig. 5. Contactor AC-3 în execuţie climatică TH, după menţinere 3 ani în microclimat maritim.

Piesele din oţel şi din silumin vopsite cu emailuri alchidomelaminice cu uscare la cuptor cît şi cele vopsite cu emailuri epoxidice cu uscare

la temperatura camerei, conform indicaţiilor I.C.P.E. ([7], [8], s-au comportat bine în mediile cald-umede de laborator şi foarte bine în microclimatul din cabana de la Agigea-Constanţa.

În privinţa miezurilor magnetice, s-a constatat că suprafeţele care delimitează întrefierul, dacă nu sînt protejate corespunzător, se acoperă în mai puţin de 100 zile cu un strat gros de rugină, în toate mediile de condiţionare, în care am efectuat experimentările. Acest strat provoacă mărirea întrefierului de zeci de ori ceea

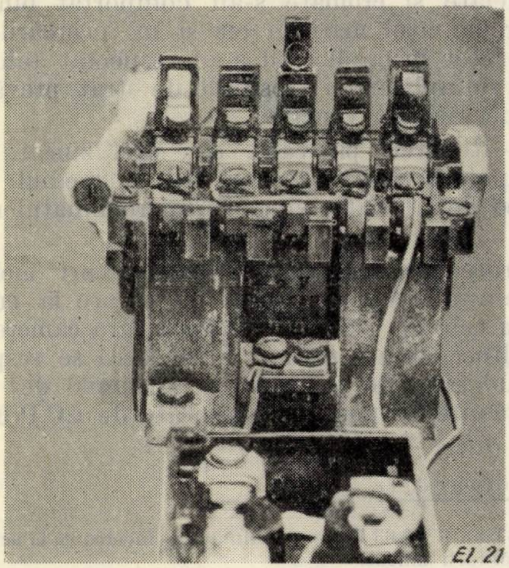
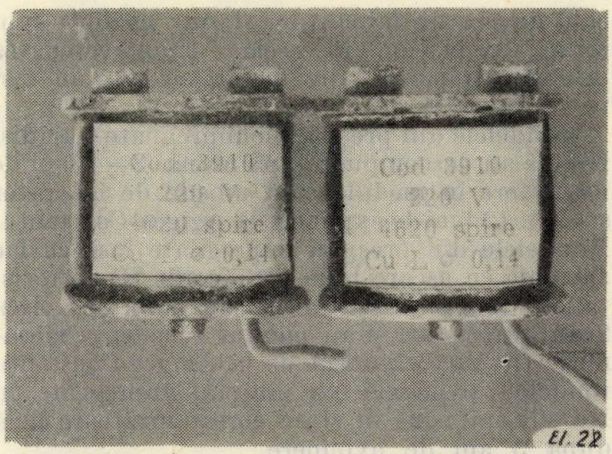


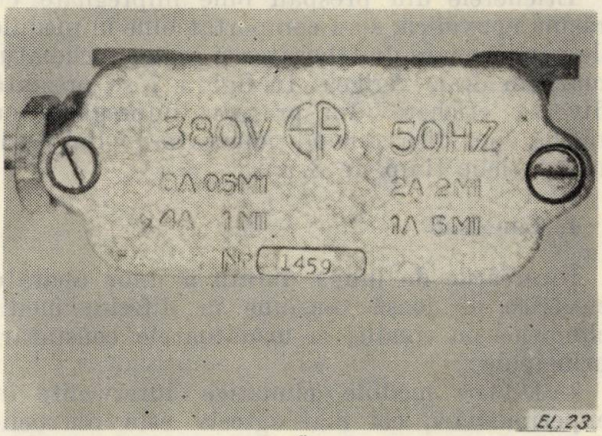
Fig. 6. Contactor AC-3 în execuţie normală, după menţinere 3 ani în microclimat maritim.

ce are ca efect creşterea importantă a curentului din bobinele de comandă (de la 45—50 mA ajunge pînă la 100—120 mA). În afară de faptul că funcţionarea devine extrem de zgomotoasă iar presiunea pe contact mult redusă, bobinele se supraîncălzesc puternic şi ies din funcţie. S-a constatat astfel pe un lot de aparate menţinute în mediul cald-umed ciclic că dacă miezurile magnetice nu se curăţă periodic şi nu se ung cu unsoare protectoare, 3 din 4 aparate au ieşit din funcţiune după aproximativ 450 zile din cauza scurtcircuitării bobinelor în timpul verificărilor periodice cu tensiunea nominală (220 V —50 Hz) timp de 10 minute. Scurtcircuitele între spire au apărut totdeauna după 7—8 minute de la aplicarea tensiunii la bornele bobinelor.

S-a constatat că prin curăţirea atentă şi ungerea suprafeţelor care delimitează întrefierul cu unsoare U100AR la cel puţin 12 luni, se asigură o bună funcţionare a contactoarelor în microclimatul maritim de la Agigea-Constanţa. Pentru asigurarea unei bune funcţionări a contactoarelor menţinute în mediul cald-umed ciclic [2] şi în mediul de căldură umedă constantă [2] curăţirea şi respectiv ungerea cu un strat nou de unsoare protectoare trebuie repetată la fiecare 6 luni.



A B



C

Fig. 7. Etichete din preşpan impregnate cu răşină epoxidică şi condiţionate 3 ani în mediu cald-umed ciclic STAS 6745-63 :
A — bobina a funcţionat sub tensiunea nominală (durata de acţionare 50%);
B — bobina a funcţionat numai cîte 10 minute la intervale de cîte o lună;
C — eticheta (1459) a fost lipită cu adeziv epoxi peste stratul de vopsea alchidomelaminică

Piesele de relon D (Săvineşti), din componenţa aparatelor în execuţie normală, s-au comportat în general la fel ca şi cele confecţionate din Durethan Bayer 12, montate în aparatele executate în tip de protecţie TH.

Piesele masive din relon de exemplu, barele de formă paralelipipedică sau cu secţiune circulară, plăcile groase etc. nu au prezentat modificări apreciabile ale aspectului şi formei nici după trei ani de condiţionare. Capacele cu pereţi subţiri (1,5—2 mm), din acelaşi material, expuse în mediul cald-umed ciclic s-au deformat însă uşor chiar din prima lună de expunere în camera climatică, rămînînd apoi neschimbate în timp. Nu este recomandabil deci ca piesele de dimensiuni mari şi cu pereţi subţiri şi destinate utilizării în medii cald-umede să fie realizate din relon.

Rondelele şi piesele din sticlotextolit cu epoxi şi-au păstrat nemodificată forma şi aspectul în toate mediile de condiţionare în timp ce rondelele şi piesele din textolit cu răşină fenol formaldehidică şi mai ales cele din leteroid şi preşpan s-au umflat şi s-au deformat, iar majoritatea din ele au mucegăit intens în mediile

cald-umede de laborator şi în mediul subteran, provocînd în acelaşi timp corodarea intensă a reperelor din metal, cu care au fost în contact.

Rondelele din preşpan neimpregnate s-au distrus (s-au descompus) după numai 3—4 luni de menţinere în mediile cald umede de laborator şi circa 12 luni de expunere la Agigea-Constanţa. Rondelele din preşpan impregnate însă cu lac siliconic cu uscare la aer (Siliconit H) au rezistat în mediile cald-umede de laborator circa 2 ani după care şi-au pierdut rezistenţa mecanică. În microclimatul de la Agigea-Constanţa rondelele şi piesele din preşpan impregnate cu lac siliconic sînt în stare corespunzătoare încă după 3 ani de expunere.

Etichetele din preşpan bine impregnate cu răşină epoxidică, s-au comportat bine în mediile de condiţionare de laborator şi în microclimatul maritim de la Agigea. În figura 7 se prezintă diverse etichete din preşpan impregnate cu răşină epoxidică şi condiţionate în mediul cald-umed ciclic timp de 3 ani.

4. Concluzii

Încercările de lungă durată a unor aparate electrice de joasă tensiune în diferite medii climatice au condus la următoarele constatări principale :

— Dintre mediile climatice intervenite în experimentări, cel mai agresiv este microclimatul din orizontul 11, mina cupriferă Baia-Sprie, caracterizat pe lîngă regimul de căldură umedă şi de o intensă agresivitate chimică. Cel mai puţin agresiv este microclimatul cald-umed cu temperatură şi umiditate constantă.

— În majoritatea cazurilor, scoaterea din funcţiune a aparatelor s-a datorat defectării reperelor din oţel insuficient protejate (arcuri, pîrghii, miezuri magnetice). În cazul cînd acestea s-au întreţinut prin curăţire şi ungere periodică cu unsoare anticorosivă s-a asigurat o prelungire a duratei de funcţionare în mediile luate în consideraţie, cu peste 100%. Din experimentările efectuate rezultă că timpul maxim între două operaţii de întreţinere, (demontare-curăţire-ungere) este de circa 12 luni pentru toate aparatele expuse în microclimatul maritim şi în mediul cu temperatură şi umiditate constantă. La aparatele expuse în medii cald-umede cu temperatură variabilă ciclic, această revizie tehnică trebuie efectuată la fiecare 6 luni (reperele cu protecţii speciale din nichel-crom sau cadmiu pot fi excluse din programul reviziilor tehnice).

— Reperele din oţel cadmiate cît şi cele nichelate şi cromate s-au comportat bine în microclimatul maritim cît şi în încercările de laborator în cazul cînd s-au respectat tehnologiile de aplicare şi grosimile de strat prevăzute de normele în vigoare.

— Reperele pasivate, din oţel zincat, s-au comportat nesatisfăcător atît în mediul cald-umed de laborator cît şi în microclimatul maritim.

Protecţiile prin vopsire cu lacuri alchido-melaminice sau epoxidice cu uscare la cuptor cît şi cele cu uscare la temperatura camerei, în aer liber, dau rezultate bune dacă se respectă tehnologiile de aplicare şi grosimile de strat prevăzute în normele elaborate de I.C.P.E.

Bibliografie

[1] STAS 6745-63 Protecţia climatică. Încercarea la acţiunea căldurii umede.
[2] STAS 6743-63 Protecţia climatică. Încercarea la acţiunea mucegaiurilor.
[3] *Stoenescu, N.* şi *Ţiştea, D.* Clima Republicii Populare Române vol. I. Editat de C.S.A., Institutul de Meteorologie, Bucureşti, 1962, p. 43—76, 82—87, 91—98 şi 160—162.
[4] NCT-30—1, I.C.P.E. Protecţia climatică. Metale-grosimea straturilor acoperirilor electrochimice.
[5] STAS 6705-67 Acoperiri metalice. Acoperiri electrochimice de nichel şi crom — condiţii tehnice.
[6] STAS 7222-65 Acoperiri metalice. Acoperiri electrochimice de zinc şi cadmiu — condiţii generale.
[7] NCT 42—12, I.C.P.E. Tehnologia de vopsire pentru tipurile de protecţie TH şi THA.
[8] NCT 42—13, I.C.P.E. Protecţia climatică. Vopsirea aluminiului şi aliajelor sale.

Intrat în redacţie la 11.VIII.1969

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Metodă grafică de determinare a curentului secundar al transformatorului de curent în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic

IOAN BRAŞOVAN* — Timişoara

CZ 621.314.224.3.013.1.001.24

Funcţionarea transformatorului de curent în regimul permanent determinat de un curent primar sinusoidal care provoacă saturaţia miezului feromagnetic prezintă o importanţă deosebită în analizarea funcţionării instalaţiilor de măsurare şi protecţie prin relee şi a fost studiată sub diferite aspecte în literatura de specialitate. O parte a lucrărilor [5], [8], [11], prezintă rezultate obţinute experimental din care reiese distorsionarea formei curbei curentului secundar faţă de cea a curentului primar sinusoidal al transformatorului de curent. Multe din metodele de calcul ale transformatorului de curent în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic nu ţin seamă de această distorsionare, înlocuind curentul secundar nesinusoidal cu unul sinusoidal avînd aceeaşi valoare efectivă [1], [6], [7], [9], [10]. În ultimul timp au apărut lucrări [3], [4] în care se determină forma distorsionată a curentului secundar în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic căruia i se atribuie o caracteristică magnetică idealizată. Metoda grafică descrisă în continuare permite determinarea curentului din circuitul secundar cu caracter pur ohmic al unui transformator de curent cu înfăşurarea primară străbătută de un curent sinusoidal în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic, luîndu-i-se în considerare caracteristica magnetică reală.

Rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale ale transformatorului de curent pe cale grafică

Se fac următoarele ipoteze :

— curentul primar al transformatorului de curent este sinusoidal şi de valoare cunoscută ;

— inductivitatea de dispersie a înfăşurării secundare şi inductivitatea conectată în secundar sînt neglijabile, circuitul secundar avînd caracter pur ohmic cu rezistenţa cunoscută ;

— caracteristica magnetică a miezului feromagnetic al transformatorului de curent este dată, fiind determinată în regimul armonic al înlănţuirii magnetice, avînd frecvenţa curentului primar. Forma de variaţie în timp a înlănţuirii magnetice nu influenţează asupra caracteristicii magnetice a miezului :

— pierderile de energie în miezul feromagnetic sînt neglijabile.

Notaţiile adoptate sînt :

n_1 — numărul de spire al înfăşurării primare ;
n_2 — numărul de spire al înfăşurării secundare ;
R_2 — rezistenţa înfăşurării secundare ;
R_s — rezistenţa de sarcină a circuitului secundar ;
ψ — valoarea momentană a înlănţuirii magnetice a înfăşurării secundare corespunzătoare fluxului util Φ ;
i_1 — valoarea momentană a curentului primar (conform primei ipoteze enunţate $i_1 = i_{1\,max} \sin \omega t$) ;
i_2 — valoarea momentană a curentului secundar ;
i_0 — valoarea momentană a curentului total.

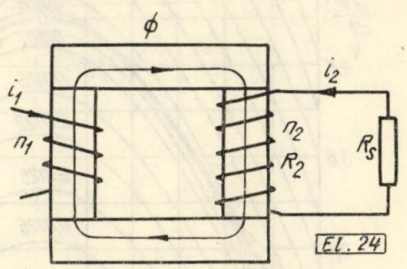


Fig. 1.

Admiţînd sensurile pozitive din figura 1 rezultă :

$$i_{1\,max}\ n_1 \sin \omega t + i_2 n_2 = i_0(\psi)\, n_1, \qquad (1)$$

$$-\frac{d\psi}{dt} = (R_2 + R_s)\, i_2. \qquad (2)$$

Înlocuind relaţia (1) în (2) se obţine :

$$\frac{d\psi}{dt} + (R_2 + R_s)\, i_0(\psi) = \frac{n_1}{n_2}(R_2 + R_s)\, i_{1\,max} \sin \omega t. \qquad (3)$$

Curentul secundar i_2 reprezintă soluţia sistemului de ecuaţii diferenţiale (2), (3). Soluţionarea este îngreuiată de faptul că funcţia $i_0(\psi)$ este neliniară.

Metoda izoclinelor [2] permite rezolvarea ecuaţiei diferenţiale (3) dar prezintă dezavantajul esenţial că soluţia obţinută este de forma $\psi = f_1(t)$, ori pentru determinarea curentului secundar i_2 din ecuaţia diferenţială (2) este preferabil a se deduce din ecuaţia diferenţială (3) direct $d\psi/dt = f_2(t)$. Pentru a elimina neajunsul

* Ing. *I. Braşovan* este şef de lucrări la facultatea de Electrotehnică din Institutul politehnic - Timişoara.

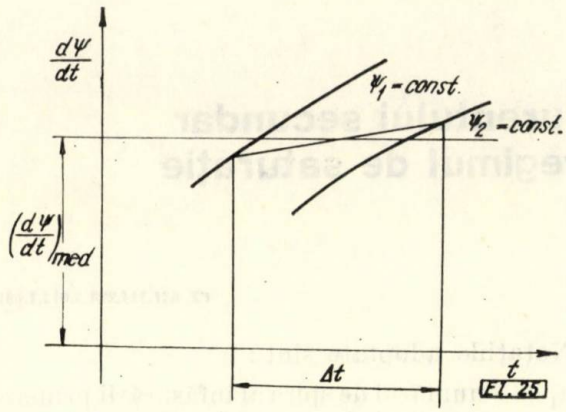


Fig. 2.

amintit se prezintă o metodă originală propusă de autor care permite obținerea nemijlocită a lui $d\psi/dt = f_2(t)$ din ecuația diferențială (3).

Se reprezintă grafic

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{n_1}{n_2}(R_2 + R_s)\, i_{1\,max} \sin \omega t - (R_2 + R_s)\, i_0(\psi) = f_3(t, \psi)$$

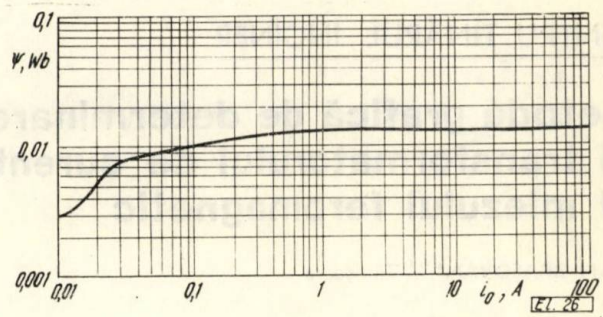


Fig. 3.

în planul $(t, d\psi/dt)$ presupunînd că ψ este un parametru.

Pentru domenii restrînse din diagramă se poate admite fără a comite erori mari că

$$\frac{d\psi}{dt} = \left(\frac{d\psi}{dt}\right)_{med} = \frac{\Delta\psi}{\Delta t} = \frac{\psi_2 - \psi_1}{\Delta t}.$$

Intervalul de timp Δt în care are loc trecerea de la curba $\psi_1 = \text{const}$ la curba $\psi_2 = \text{const}$ (fig. 2) se poate calcula din $\Delta t = \dfrac{\psi_2 - \psi_1}{\left(\dfrac{d\psi}{dt}\right)_{med}}$.

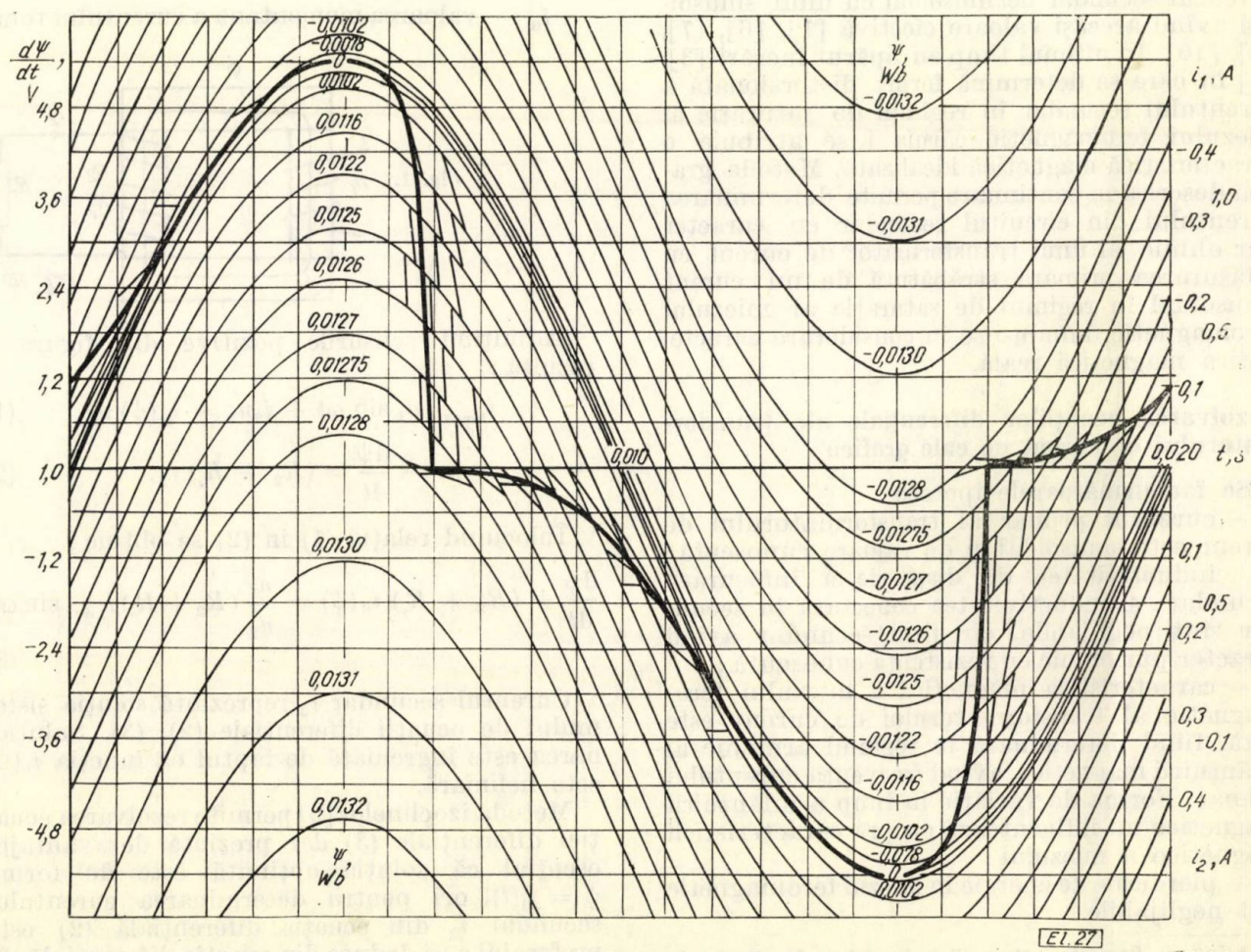


Fig. 4.

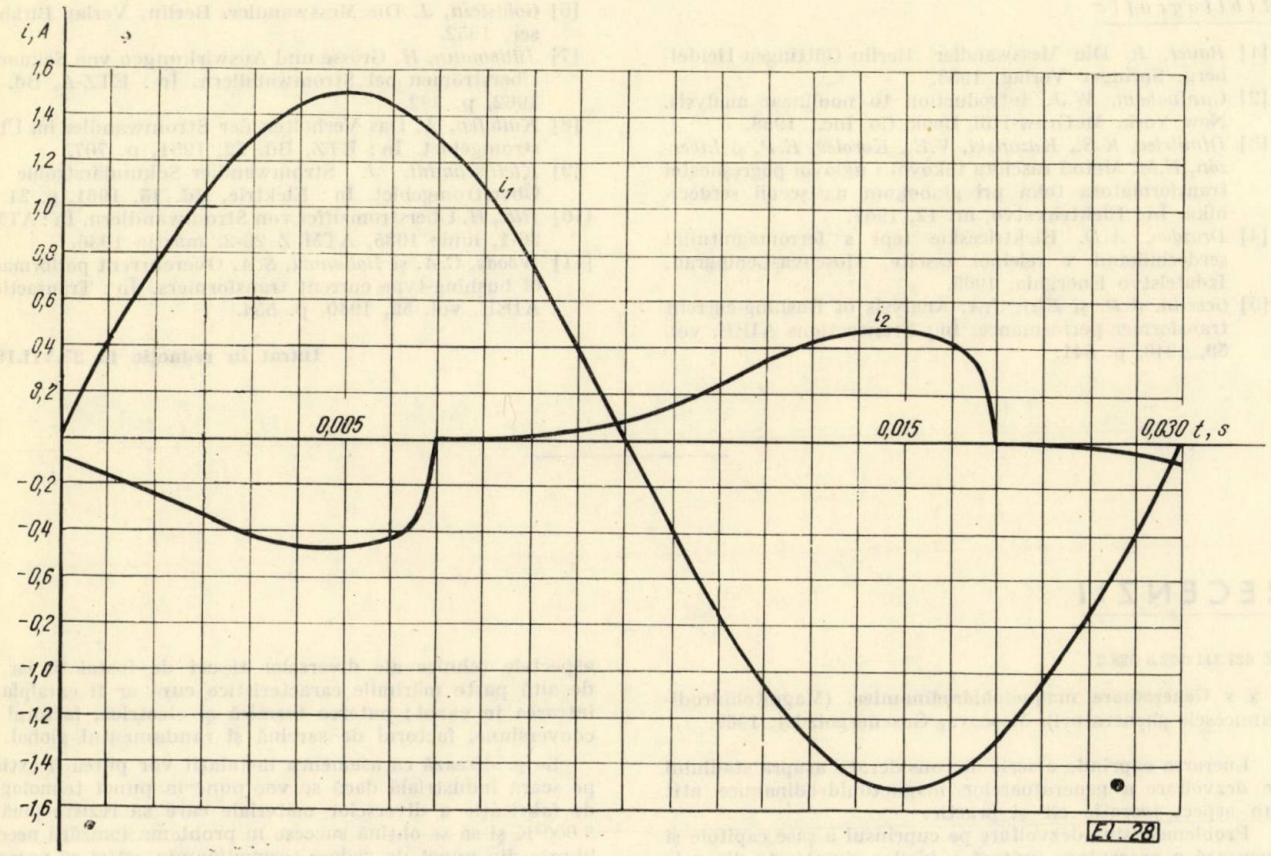


Fig. 5.

Se poate trasa astfel un segment de dreaptă care să aproximeze variația lui $d\psi/dt$ în vecinătatea valorii $(d\psi/dt)_{med}$ în intervalul de la ψ_1 la ψ_2. În planul $(t, d\psi/dt)$ se pot desena segmente de dreaptă care unite să dea o familie de curbe. Dintre acestea se va alege soluția corespunzătoare regimului permanent $d\psi/dt = f_4(t)$ care satisface condiția la limită:

$$\left(\frac{d\psi}{dt}\right)_{t=t_0} = \left(\frac{d\psi}{dt}\right)_{t=t_0+T},$$

$T = 2\pi/\omega$ fiind perioada curentului primar. Această curbă reprezintă la o altă scară și cu semnul schimbat curentul secundar.

Verificarea experimentală

Metoda descrisă a fost verificată experimental pe un transformator de curent de tip Ti 44-1 produs de firma Hartmann und Braun avînd datele: $n_1 = 40$ spire, $n_2 = 120$ spire, $R_2 + R_s = 10{,}8$ ohm $i_{1\,max} = 1{,}5$ A, $\omega = 314$ s^{-1}, curent nominal primar 15 A, curent nominal secundar 5 A, frecvența nominală 50 Hz, clasa de precizie 0,2, sarcina nominală 5 VA.

Caracteristica magnetică $i_0(\psi)$ a acestui transformator de curent este redată în figura 3, iar rezolvarea grafică a sistemului de ecuații diferențiale, în figura 4. În această figură sinusoida corespunzătoare lui $\psi = 0$ reprezintă, la scara indicată în diagramă, curentul primar i_1, iar curba trasată mai gros corespunde curentului secundar i_2 la o scară, de asemenea, precizată. Rezultatul calculului se poate confrunta cu copia din figura 5 a oscilogramei curenților înregistrați în cazul dat. Precizia calculului este de ordinul procentelor, depinzînd de scara la care se desenează și de dexteritatea operatorului precum și de exactitatea cu care se cunosc datele problemei.

Concluzii

Determinarea curentului secundar al transformatorului de curent în cazul particular descris se poate face suficient de precis prin metoda grafică expusă. Lucrîndu-se cu valori relative ale mărimilor ce intervin în calcule, se pot obține rezultatele generale pentru transformatoare de curent avînd aceeași formă a caracteristicii magnetice. Față de metodele analitice de calcul apare aici avantajul evitării erorii care se datorește aproximării analitice a caracteristicii de magnetizare a transformatorului de curent.

Bibliografie

[1] *Bauer, R.* Die Messwandler. Berlin-Göttingen-Heidelberg, Springer Verlag, 1953.
[2] *Cuningham, W.J.* Introduction to nonlinear analysis. New York, McGraw-Hill Book Co Inc., 1958.
[3] *Dimitriev, K.S., Kazanski, V.E., Korolev, E.P.* şi *Liberzon, E.M.* Metod rasciota tokovoi i uglovoi pogreşnostei transformatora toka pri glubokom nasişcenii serdecinika. În : Elektricestvo, nr. 12, 1967.
[4] *Drozdov, A.D.* Elektriceskie ţepi s ferromagnitnimi serdecinikami v releinoi zascite, Moscova-Leningrad, Izdatelstvo Energhia, 1965.
[5] *Gebelin, J.P.* şi *Elzi, J.A.* Analysis of Bushing-current transformer performance. În : Transactions AIEE, vol. **59**, 1940, p. 541.
[6] *Goldstein, J.* Die Messwandler. Berlin, Verlag Birkhäuser, 1952.
[7] *Jüttemann, H.* Grösse und Auswirkungen von Sekundär-Überströmen bei Stromwandlern. În : ETZ-A, Bd. **83**, 1962, p. 392.
[8] *Kaltofen, A.* Das Verhalten der Stromwandler im Überstromgebiet. În : ETZ. Bd. **72**, 1951, p. 707.
[9] *Kleinschmidt, J.* Stromwandler-Sekundärströme im Überstromgebiet. În : Elektrie, Bd. **15**, 1961, p. 24.
[10] *Ritz, H.* Überstromziffer von Stromwandlern. În : ATM Z 26-1, iunie 1935, ATM Z 26-2, martie 1936.
[11] *Woods, C.A.* şi *Bottonari, S.A.* Overcurrent performance of bushing-type current transformers. În : Transactions AIEE, vol. **59**, 1940, p. 554.

Intrat în redacţie la 25.VII.1969

RECENZII

CZ 621.311 :532.5 :538.3

x x x **Generatoare magnetohidrodinamice**. (Magnitohidrodinamicescie gheneratorî). Moscova, Gosenergoizdat, 1969.

Lucrarea cuprinde o serie de consideraţii asupra stadiului de dezvoltare a generatoarelor magnetohidrodinamice atît sub aspect teoretic cît şi practic.

Problemele sînt dezvoltate pe cuprinsul a şase capitole şi formează o prezentare unitară a ideilor sintetizate din cele 158 de referinţe bibliografice de la sfîrşitul studiului.

În introducere se arată care sînt tipurile de generatoare magnetohidrodinamice şi ce avantaje prezintă folosirea lor în centrale electrice de mare putere. Se precizează că cercetările şi experimentările unor astfel de instalaţii sînt de natură să încurajeze pe constructori astfel încît generatoarele de acest tip se vor dezvolta şi vor fi folosiţi frecvent în cadrul unităţilor industriale de producere a energiei electrice.

În primul capitol se prezintă generatoarele magnetohidrodinamice în instalaţii experimentale şi se fac referiri la performanţele obţinute. Astfel se descriu generatoarele magnetohidrodinamice de tipul (Y-02) ; Mark II ; Mark V şi GMHD denumit Karusel. Prezentarea nu este numai descriptivă ci se referă şi la precizarea relaţiilor de calcul a curenţilor şi a parametrilor circuitului echivalent pentru fiecare tip de generator supus analizei.

Se mai trec în revistă performanţele fiecărui generator şi se dau curbele de variaţie a cîmpului magnetic, a puterii şi a proprietăţilor electrice şi mecanice ale materialelor utilizate la construcţia unor instalaţii magnetohidrodinamice.

În capitolul al doilea se dezvoltă o serie de probleme tehnico-inginereşti privitoare la instalaţii cu generatoarele magnetohidrodinamice cu ciclu deschis. Se prezintă tipurile de instalaţii construite sau în curs de experimentare. Se fac consideraţii asupra surselor de căldură ale instalaţiilor prevăzute cu generatoare magnetohidrodinamice şi se prezintă atît fenomenul fizic cît şi relaţiile analitice privind arderea combustibilului în instalaţii, temperatura de ardere, fenomenele ce apar în timpul arderii şi camera de ardere cu specificarea caracteristicilor fiecărui element major component. Nu sînt trecute cu vederea nici materialele folosite la construirea canalelor fiecărui tip de generator magnetohidrodinamic.

Capitolul al treilea se referă la instalaţiile experimentale în care apar generatoare magnetohidrodinamice în circuit închis. La asemenea instalaţii fluidul conductor nu este în contact direct cu sursa caldă şi sursa rece ci realizează transferul de căldură prin intermediul a două schimbătoare de căldură. Se precizează că instalaţiile magnetohidrodinamice produc curent continuu care este ondulat în curentul alternativ cu ajutorul invertoarelor. Se prezintă pe de o parte aspectele tehnice ale diverselor tipuri de instalaţii iar pe de altă parte mărimile caracteristice cum ar fi entalpia la intrarea în canal ; puterea termică şi electrică, factorul de conversiune, factorul de sarcină şi randamentul global.

Se precizează că asemenea instalaţii vor putea fi extinse pe scară industrială dacă se vor pune la punct tehnologiile de fabricaţie a diverselor materiale care să reziste pînă la 3 000°K şi să se obţină succese în problema ionizării neechilibrate din punct de vedere termodinamic astfel ca procesul de ionizare să se producă la temperaturi de circa 2 000°K.

În capitolul al patrulea se fac consideraţii asupra plasmei şi a conversiunii magnetohidrodinamice. Se examinează plasma ca atare şi diversele fenomene care stau la baza funcţionării generatoarelor magnetohidrodinamice de curent continuu şi alternativ. După prezentarea fenomenologică a plasmei se dau relaţiile de calcul privind concentraţia electronilor ; potenţialul cîmpului electrostatic şi se precizează ce se înţelege teoretic şi practic prin ionizarea echilibrată şi neechilibrată. Se determină conductivitatea plasmei prin cele mai uzuale metode de măsură cu doi şi patru electrozi. Se aminteşte modul de folosire a metodei circuitului de rezonanţă şi se prezintă succint metoda absorbţiei microundelor şi a metodei sondelor.

Capitolul al cincilea este consacrat problemelor care apar în cazul generatoarelor magnetohidrodinamice cu metal lichid. Astfel se fac consideraţii asupra aspectelor fenomenologice cum ar fi cîmpul electromagnetic, tensiunea, căderea de presiune şi randamentul instalaţiei. Se arată stadiul dezvoltării instalaţiilor prevăzute cu generatoare magnetohidrodinamice cu metal lichid.

Capitolul al cincilea cuprinde o serie de probleme legate. de folosirea instalaţiilor prevăzute cu generatoare magnetohidrodinamice pentru producerea energiei electrice. Astfel, se prezintă comparativ tipuri de centrale prevăzute cu asemenea generatoare realizate cu ciclu închis sau deschis, cu plasmă şi generatoare cu fluid sub formă de metal lichid. Sînt prezentate stadiile de realizare a unor centrale electrice echipate cu generatoare magnetohidrodinamice şi se fac consideraţii asupra perspectivei.

Din lectura amănunţită a lucrării rezultă modul îngrijit de prezentare a fenomenelor fizice şi a relaţiilor matematice şi rigurozitatea cu care sînt tratate problemele analizate.

De menţionat că atît prin conţinut cît şi prin nivelul de tratare a diferitelor probleme, studiul prezintă interes atît sub aspectul teoretic cît şi al realizărilor de instalaţii echipate cu generatoare magnetohidrodinamice.

A. Carabulea

CZ 621.3 :538.021

Marc Fouguet. **Tratat teoretic de electricitate. Electromagnetismul şi electrodinamica.** (Traité d'Électricité Théorique. Électromagnétisme et électrodynamique) vol. **IV**, Paris, Gauthier Villars, 1968.

Cele şapte capitole ale cărţii sînt dezvoltate pe cuprinsul a 350 pagini. Principalele probleme tratate sînt :

I. *Curenţii induşi în conductoare liniare. Inducţia mutuală şi selfinducţia.* În cadrul acestui capitol se fac consideraţii asupra : tensiunii electromotoare de inducţie, coeficienţilor de inducţie mutuală şi selfinducţia, fluxului care traversează un circuit de o suprafaţă finită, sisteme de circuite electrice şi magnetice şi asupra energiei magnetice.

De asemenea se revăd definiţiile mărimilor folosite anterior şi se descriu sub aspect fizic şi matematic legile lui Faraday. Capitolul se încheie cu o serie de consideraţii asupra inducţiei mutuale şi a selfinducţiei, insistîndu-se asupra aspectelor întîlnite mai frecvent în practică.

II. *Integrarea ecuaţiilor lui Maxwell.* În capitolul al doilea se dezvoltă problemele : ecuaţiile lui Maxwell în complex. Se trece apoi la coordonate cilindrice şi se scriu relaţiile în cazul simetriei cilindrice şi simetriei obţinute prin revoluţie. Partea de aplicaţii se referă la elipsoidul de revoluţie.

III. *Curenţi induşi în conductoare imobilizate în raport cu trei axe de coordonate.* În capitolul al treilea, paragrafele se referă la : problemele generale ale inducţiei electromagnetice, relaţiile problemei curenţilor Foucault iar în încheiere se fac consideraţii asupra cîmpurilor de origină externă. Suplimentar se fac incursiuni asupra teoriei cîmpului la cilindrul de revoluţie ; la sferă şi la elipsoidul de o formă oarecare. La partea de aplicaţii se fac completări asupra cîmpurilor în cazul corpurilor feromagnetice. Capitolul se încheie cu descrierea fenomenelor cînd o sferă este plasată în cîmp eliptic.

IV *Încălzirea prin inducţie.* Se calculează cantităţile de căldură condiţionate de curenţii Foucault şi cele ce apar în cadrul ciclurilor histerezis. Diversele cazuri tratate se referă la conductoare cilindrice şi sferice, la cuptoarele încălzite prin inducţie, încălzire superficială etc. La partea de aplicaţii se fac consideraţii asupra încălzirii cuptoarelor la frecvenţă ridicată pentru diverse forme de creuzeturi cum ar fi cele sferice sau cele elipsoidale.

V. *Proprietăţile energetice ale sistemelor de curenţi şi de corpuri magnetice.* După o scurtă introducere se fac precizări asupra aspectelor fizice şi matematice legate de energia magnetică în curent continuu, de potenţialele termodinamice ; entropia şi energia internă etc. Partea de aplicaţii se referă la curenţii sinusoidali şi la circuite cu magneţi permanenţi.

VI. *Forţe.* Se arată aspectele teoretice şi practice care apar în diverse situaţii în care acţionează sistemele de forţă.

Se fac consideraţii asupra condiţiilor de echilibru. Partea de relaţii generale este apoi particularizată în cazul corpurilor nemagnetice, în cazul aparatelor cu magneţi nedeformabili şi în cazul fluidelor izotrope. Pentru partea de aplicaţii dezvoltă metodele de calcul ale acţiunilor electrodinamice, calculul tensiunii unei sfere circulare, interacţiunea a două spire circulare, electrodinamometrele ; forţele la care sînt supuse bobinajele ; echilibrul unui conductor într-un cîmp ; forţele lui Coulomb şi Laplace etc.

VII. *Corpuri în mişcare.* În acest capitol se fac referiri la solide indeformabile ; efectul Hall clasic ; fluide în mişcare şi diverse aplicaţii.

Se descriu ecuaţiile ce arată fenomenele cînd o placă glisează într-un cîmp cu o structură periodică, sau cînd o sferă se roteşte într-un cîmp uniform. Efectul Hall este descris considerînd atît conductoare ordinare cît şi cele sub formă de gaz ionizat. Pentru fluidele în mişcare se dau ecuaţiile ce descriu fenomenul magnetohidrodinamic şi se fac incursiuni asupra comportării fluidelor puternic conductoare. Partea de aplicaţii se referă la conversiunea magnetohidrodinamică şi la generatoarele ce funcţionează pe acest principiu.

Autorul reuşeşte ca pe un cuprins de numai 350 pagini să dezvolte clar şi documentat o serie de probleme importante din electrotehnică. Nivelul de prezentare a diferitelor aspecte teoretice şi practice ale electrotehnicii atît sub aspect fizic cît şi matematic, descrierea cursivă a aplicaţiilor cît şi grafic a cărţii vin să înlesnească înţelegerea problemelor atît de specialiştii din domeniul electrotehnicii teoretice cît şi de către cei ce se ocupă cu partea aplicativă din proiectarea şi exploatarea instalaţiilor de maşini şi aparate electrice.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.312 *Industria electrotehnică*

CZ 621.3.001.13

x x x **O revoluţie în proiectare.** (A revolution in design). În Electronics & Power. The Journal of the IEE, febr 1969, p. 45.

Articolul de faţă, care are mai curînd caracterul unei note informative, sintetizează, şi implicit prezintă pe scurt, conţinutul celorlalte articole apărute în acest număr al revistei şi care tratează o problemă de interes major nu numai în proiectarea circuitelor electronice şi a unor instalaţii electrotehnice, ci în general în proiectarea cu ajutorul computerelor. Astfel, revista vine cu un material interesant, anticipînd într-un fel dezbaterile complexe ale acestei teme la o conferinţă de amploare, proiectată a fi ţinută la Southampton (Anglia) între 15 şi 18 aprilie a.c. Considerînd că proiectarea cu ajutorul computerelor, a cărei actualitate stringentă a fost dezvăluită în întreaga sa plenitudine abia cu un an în urmă, marchează debutul celei de a doua revoluţii a computerelor, articolul insistă asupra trecerii de la executarea unor operaţii matematice complexe la ,,maşinile de calcul'' la momentul de creaţie, ce a fost încredinţat computerelor şi care îşi găseşte un cîmp fertil de activitate în proiectare.

Se trec în revistă domeniile în care maşinile de calcul (computerele) se folosesc deja ca unelte de creaţie, cum ar fi de exemplu proiectarea circuitelor electronice, precum şi o serie de domenii, care se pretează la o proiectare cu ajutorul computerelor, într-un viitor apropiat. Aceste domenii sînt pe larg tratate în celelalte articole publicate în acelaşi număr al revistei.

A.S.

CZ 621.312.002.2

Henderson, H. **Problemele actualizării tehnologice.** (Problems of tehnological updating). În : Electronics & Power. The Journal of the IEE, apr 1969, p. 125—127.

Problemele actualizării şi modernizării cunoştinţelor tehnice au existat aproape întotdeauna într-o societate industrială, dar în prezent, progresul tehnologic rapid conferă acestor probleme o notă de o deosebită acuitate, astfel încît, după părerea autorului, soluţionarea lor nu mai poate fi amînată. Pe primul loc între aceste probleme se situează cea a actualizării cunoştinţelor inginerilor, tehnologilor şi tehnicienilor, precum şi problema recalificării acestora ca urmare a apariţiei unor noi tehnologii, schimbării drastice şi rapide a celor vechi sau chiar dispariţiei acestora din urmă.

Autorul împarte în patru categorii pe specialiştii care doresc să-şi actualizeze cunoştinţele sau să încerce o recalificare :

1) specialiştii care doresc să ţină pasul în domeniul propriei specializări ;

2) specialiştii care doresc să-şi extindă limitele cunoştinţelor, pentru a putea fi ,,la zi'' cu progresele în domeniul lor de specializare ;

3) specialiştii care doresc o recalificare pentru a putea trece dintr-un domeniu cu o tehnologie ,,muribundă'' într-un nou domeniu ;

4) specialiştii care doresc să menţină nivelul propriei calificări generale la schimbările continue ce intervin.

Autorul consideră că din punct de vedere psihologic cea mai dificilă problemă este cea a recalificării. Un expert în domeniul său — mai ales dacă este mai în vîrstă — întîmpină dificultăţi substanţiale prin transferul său într-un domeniu tehnologic modern şi nou, unde el intră în competiţie cu specialişti foarte tineri, care au fost pregătiţi încă din facultate pentru domeniul respectiv.

În ceea ce priveşte instituţiile de învăţămînt superior cu profil tehnic, autorul este de părere că acestea trebuie să ofere studenţilor o pregătire şi o calificare de durată, întotdeauna la curent cu ultimele realizări din domeniul respectiv. Condiţia primordială care trebuie îndeplinită pentru a nu rămîne în urmă progresului tehnologic, este de a învăţa studenţii cum să înveţe, să înţeleagă într-un mod real şi nememorizator conceptele de bază ale viitoarei lor meserii şi să fie pregătiţi pentru schimbări iminente în domeniul pentru care au fost pregătiţi. De asemenea, nimic nu poate fi mai util pentru studenţi, decît ca ingineri din producţie să predea procesele tehnologice la care aceştia lucrează nemijlocit paralel cu verificarea în producţie de către profesorii universitari a problemelor teoretice pe care aceştia le expun la cursurile universitare.

În încheiere, autorul enumeră cazurile în care trebuie oferită posibilitatea actualizării cunoştinţelor. Această operaţie delicată, subliniază autorul, trebuie efectuată de cei care înţeleg mai bine problemele şi preocupările specifice individuale şi care mînuiesc perfect tehnica modernă a predării.

A.S.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621–501.22

Dharma Rao, N. **Condiţiile Routh-Hurwitz şi metodele Lyapunov pentru problemele de stabilitate dinamică.** (Routh-Hurwitz conditions and Lyapunov methods for the transient-stability problem). În : Proceedings of Institution of Electrical Engineers, nr. 4, 1969, p. 539–547, 7 fig., 23 ref. bibl.

Studiul teoretic al stabilităţii dinamice a maşinilor sincrone conduce la un set de ecuaţii neliniare care sînt cu atît mai complicate cu cît aproximarea maşinii se face mai precis. Rezolvarea exactă a acestei probleme chiar utilizînd calculatoare numerice de mare capacitate ridică o serie de dificultăţi.

În ultimul timp în literatura de specialitate au început să apară un număr tot mai mare de articole care tratează stabilitatea dinamică utilizînd metoda a doua a lui Lyapunov sau metoda Zaharov, metode ce simplifică mult problema. Articolul de faţă se încadrează în această categorie venind cu o serie de lămuriri suplimentare şi de puneri la punct ale metodei. Autorul utilizează funcţiile Lyapunov pentru determinarea regimurilor de stabilitate asimptotică ale sistemelor energetice în timpul regimurilor tranzitorii, sisteme ce sînt reduse la o singură maşină sincronă. Funcţiile folosite sînt quadratice simple, a căror coeficienţi sînt astfel aleşi încît să satisfacă criteriul Routh-Hurwitz pentru ecuaţiile liniare.

Domeniul de stabilitate astfel obţinut este comparat cu cel calculat prin metode numerice, graniţele lor fiind suficient de apropiate.

În final, autorul prezintă o generalizare a metodei pentru mai multe maşini, particularizînd-o apoi pentru trei unităţi.

R.M.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.33.013.33

Jones, C.V. şi Gibson, R.C. **Corelarea curentului de magnetizare cu potenţialul magnetic vector la maşina asincronă** (Correlation of the air-gap vector potential of an induction motor with the magnetising current). În : Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, nr. 3, 1969, p. 385–390, 3 fig., 9 ref. bibl.

În ultimul timp în literatura de specialitate au început să apară tot mai multe articole în care maşina electrică nu mai este privită ca un simplu circuit ci ca un element de sine stătător, căruia i se aplică legile cîmpului electromagnetic.

În prezentul articol autorii încearcă să facă o apropiere dintre aceste două teorii în cazul maşinii cu rotorul în scurt-circuit pornind de la ecuaţiile lui Maxwell aplicate unei maşini idealizate.

Problema este prezentată în coordonate cilindrice, dinţii statorici şi rotorici fiind introduşi sub forma unor coji de cilindru de permeanţă diferite pe cele două axe, iar curenţii statorici şi rotorici sub forma unor pînze de curent. Potenţialul magnetic vector se găseşte sub forma unei serii Euler ale cărei constante se obţin din condiţiile de frontieră.

Calculîndu-se t.m.m. pe diverse porţiuni se poate determina curentul de magnetizare necesar şi implicit se poate face legătura cu reacţanta de magnetizare echivalentă din teoria unificată.

În încheierea articolului autorii prezintă o comparaţie între diverse metode de calcul ale parametrilor ajungîndu-se la concluzia că în cazul aplicării directe a legilor electrotehnice, cu toate idealizările făcute erorile sînt mici şi metoda se poate aplica la studiul şi proiectarea maşinilor electrice.

R.M.

CZ 621.313.333.042.5 :621.3.016.1/2

Nasar, S.A. **Cîmpul electromagnetic şi forţele din motoarele asincrone liniare, luînd în considerare efectele de capăt** (Electromagnetic fields and forces in a linear induction motor, toking into account edge effects). În : Proceedings of Institution of Electrical Engineers, nr. 4, 1969, p. 605–609, 6 fig., 46 ref. bibl.

Autorul prezintă rezultatele teoretice şi experimentale obţinute pentru o maşină de inducţie liniară, cu două statoare, atunci cînd se iau în considerare efectele de capăt. Cîmpul magnetic este calculat rezolvînd ecuaţiile lui Maxwell pentru întrefier în coordonate carteziene bidimensionale şi drept condiţii de frontieră — pînză de curent statorică presupusă constantă.

Potenţialul magnetic vector este exprimat sub forma unei serii Fourier şi deci implicit cîmpul şi forţele ce acţionează asupra părţilor mobile.

Rezultatele teoretice obţinute sînt verificare experimental (repartiţia inducţiei în întrefier şi caracteristica mecanică a maşinii), confirmînd ipotezele simplificatoare introduse.

R.M.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.2

x x x ,,**Predeterminarea cîmpurilor magnetice în transformatoarele mari**'' (La prédétermination des champs magnétiques dans les gros transformateurs). În : Revue Générale de l'Électricité, t. **78**, nr. 2, febr 1969, p. 151–178.

Pe cuprinsul a trei materiale de specialitate se dezvoltă metodele matematice şi aspectele fizice care caracterizează fenomenele din transformatoarele de mare putere.

Se fac consideraţii asupra folosirii calculatoarelor numerice şi a metodei analogice reoelectrice pentru studiul cîmpurilor magnetice din aparatele transformatoare de puteri ridicate.

Titlurile articolelor şi principalele idei dezvoltate în materiale se pot enunţa sub forma :

1. Ph. Lair. ,,Metode matematice pentru predeterminarea caracteristicilor electromagnetice ale transformatoarelor mari" (Méthodes mathématiques de prédétermination des caractéristiques électromagnétiques des grands transformateurs). În : RGE, nr. 2, febr 1969, p. 152—158, 3 fig., 6 ref. bibl.

Se expun metodele matematice de calcul scriindu-se relaţiile atît în coordonate carteziene cît şi cilindrice şi se determină pe aceste căi, caracteristicile transformatoarelor în cazul cunoaşterii repartiţiei amperspirelor. Se fac în continuare o serie de aplicaţii cu metodele de calcul analizate pentru cazul cînd repartizarea amperspirelor este necunoscută. Se compară rezultatele teoretice de calcul cu cele experimentale şi se descriu o serie de dispozitive pentru măsurarea reactanţelor şi cîmpurilor de fugă.

2. A. Malandain. ,,Fenomene asociate cîmpurilor magnetice din transformatoare şi studiul lor cu ajutorul unui calculator numeric" (Phénoménes liés au champ magnétique des transformateurs et leur étude à l'aide d'un calculatrice numérique). În : RGE, nr. 2, febr 1969, p. 159—166, 11 fig., 3 ref. bibl.

Utilizarea calculatoarelor numerice înlesneşte introducerea unor perfecţionări sensibile în studiul şi dimensionarea transformatoarelor în special pentru aplicarea metodelor de predeterminare a cîmpurilor magnetice. Datorită cunoaşterii intensităţii cîmpurilor în fiecare punct se pot determina soluţii precise pentru dimensionarea transformatoarelor de mare putere. Aplicarea metodelor privind calculul mărimilor magnetice din transformatoarele de mare putere prin intermediul unui algoritm duce la dimensionarea tehnico-economică corespunzătoare a acestor tipuri de aparate. Rezultatele de calcul coincid în cea mai mare parte cu datele obţinute la măsurători şi sînt utile practicii de proiectare şi construcţie a transformatoarelor de 40—100 MVA.

3. T. Delhaye. ,,Metoda analogică reoelectrică pentru studiul cîmpului magnetic de fugă într-un transformator" (Méthode analogique rhéoélectrique pour l'étude du champ magnétique de fuite dans un transformateur). În : RGE, nr. 2, febr 1969, p. 167—178, 6 fig., 5 ref. bibl.

După prezentarea principiilor de simulare se precizează limitele de aplicare a teoriei la diverse cazuri practice, insistîndu-se asupra tehnicilor şi modurile operatorii folosite în literatură pentru studiul cîmpurilor magnetice de fugă din aparate. Se arată modul de aplicare a metodei analogice reoelectrice la studiul cîmpului magnetic din transformatoare. Se descrie instalaţia de simulare folosită şi se precizează configuraţia liniilor de cîmp pentru diverse cazuri practice.

A.C.

CZ. 621.314.2 (73/79)

x x x **Transformatorul pentru staţia Duke stabileşte recorduri.** (Duke power transformer sets records). În : Electrical World, nov 11, 1968, p. 49.

Un transformator livrat de General Electric a stabilit două recorduri : de putere, avînd 851 MVA pe unitate trifazată, şi de tensiune, avînd înfăşurarea de înaltă tensiune de 230 kV, la această putere. Este prevăzut cu circulaţie forţată a uleiului şi ventilaţie forţată a radiatoarelor. Transformatorul cîntăreşte 300 t fără ulei şi accesorii şi aproximativ 410 t cînd este complet, gata pentru punere în funcţiune.

Pentru a da o idee a ritmului de creştere a industriei de transformatoare în articol se precizează că în ultimii zece ani firma General Electric-S.U.A. a livrat un număr de MVA egal cu cel livrat în cei şaizeci şi patru de ani anteriori.

T.C.

CZ 621.314.2.045.15 :621.315.5.53

Jennings, E.R. **Aluminiu pentru bobinele de transformator** (Aluminium for transformer coils). În : Electrical Times, vol. **153**, nr. 10, mart 1969, p. 384—386.

Consideraţiile tehnico-economice exclud conductorul rotund din aluminiu ca conductor utilizabil în înfăşurările transformatoarelor, deoarece factorul de umplere ce se realizează este de ordinul a 0,75. Din această cauză se utilizează conductoarele profil. Rapoartele între dimensiunile laturilor pot fi între 1/1 şi 1/5, iar la conductoarele folie raportul între dimensiuni poate atinge 2 000/1. Se recomandă ca dimensiunile conductorului să fie astfel alese încît factorul de umplere al înfăşurării să rezulte minimum 0,85. În ceea ce priveşte izolaţia conductorului, cercetările au arătat că se obţine o comportare satisfăcătoare la toate solicitările dacă la încercarea pe eşantioane tensiunea de ţinere rezultă minimum 1 kV (la 50 Hz). Cu toate că determină un factor de umplere ceva mai redus decît alte izolaţii utilizabile, folosirea hîrtiei de grosime corespunzătoare prezintă multe avantaje, cum ar fi obţinerea unei bune impregnări şi deci consolidarea mecanică a bobinei din folie şi preţul de cost redus. În tabela 1 se dau datele comparative pentru două transformatoare avînd aceleaşi caracteristici funcţionale dar unul avînd înfăşurări din cupru iar celălalt din folie de aluminiu. Volumul mai mare al înfăşurării din aluminiu duce la creşterea volumului şi greutăţii celorlalte materiale, dar printr-o proiectare îngrijită dimensiunile de gabarit pot fi menţinute în limitele unor creşteri minime. Aluminiul este recomandabil în special la transformatoarele uscate la care canalele de răcire mari conduc de la început la un factor de umplere scăzut şi în acest fel trecerea la aluminiu este mai puţin simţită.

T.C.

CZ 621.314.57 :621.365.5

Snorodinov, V.V. şi Conrad, H. **Invertor asimetric tiristorizat pentru încălzirea prin inducţie.** (Unsymmetrischer Thyristorwechselrichter fur Induktionserwärmung). În : Elektrie 23, nr. 4, 1969, p. 143—145, 5 fig., 12 ref. bibl.

Este analizată o schemă asimetrică a unui invertor autoexcitat, de tip serie (elementele L, R, C fiind în serie) cu contradiode. Schema investigată este din cele mai simple : două tiristoare sînt legate în serie, iar sarcina (L, R) în serie cu condensatorul C este legată între catoadele celor două tiristoare. Fiecare din aceste tiristoare are conectată pe el o contradiodă.

Analiza teoretică a schemei se efectuează pornind de la ecuaţiile de bază ale curentului prin cele două tiristoare în perioadele respective de conducţie, precum şi de la ecuaţiile tensiunii pe condensatorul C de comutaţie. Aceste mărimi de bază determină în ultima instanţă regimul de funcţionare al invertorului şi pornind de la ecuaţiile variaţiei în timp a acestor mărimi se pot afla o serie de alte mărimi şi dependenţe funcţionale interesate. Autorii determină relaţiile analitice de calcul pentru timpul de deionizare al tiristoarelor din invertor (timpul de restabilire a capacităţii de comandă), pentru tensiunea maximă pe condensator, pentru factorul de folosire al tiristoarelor în putere K_{tp}, precum şi pentru puterea tiristoarelor. De asemenea, au fost deduse relaţiile analitice care relevă caracterul dependenţei acestor mărimi de factorul de calitate Q al circuitului L, R, C, la diverse raporturi ale frecvenţelor w/w_0. Pe baza acestor relaţii analitice au fost construite graficele respective cu valori numerice.

În încheiere, autorii subliniază că relaţiile analitice obţinute şi graficele prezentate pot fi folosite pentru proiectarea nemijlocită a invertoarelor de acest tip.

A.S.

CZ 621.315 ***Transmisia energiei electrice Linii. Conductoare***

CZ 621.315.052.8:621.3.029-6

A. von Weiss. **Transportul energiei prin microunde** (Transport d'énergie par micro-ondes). În : Revue Générale de l'Électricité, tom **78**, nr. 1, ian 1969, p. 37—46, 9 fig., 22 ref. bibl.

Transportul energiei în cîmp electromagnetic arată că se pot folosi pentru transferul puterilor mari pe lîngă cabluri supraconductoare în curent continuu şi transportul prin intermediul microundelor. Un asemenea mod nou de transport a energiei se expune, se studiază şi se compară cu transportul în curent alternativ trifazat la tensiuni foarte înalte. Pentru puteri de transport mai mari ca 4 GW, unda (HO1) în tuburi cilindrice cu diametrul de 1,5 m şi pentru frecvenţe 10 GHz prezintă avantaje nete.

Problemele dezvoltate se referă la următoarele titluri :

— Transportul energiei în cîmp electromagnetic.
— Posibilităţile de transport prin microunde.
— Unde ghidate pentru transportul energiei.

La fiecare paragraf se prezintă atît fenomenul fizic cît şi bazele matematice care modelează fenomenele. Se fac consideraţii asupra avantajelor pe care le prezintă transportul energiei prin microunde. Demonstraţiile sînt însoţite de schiţe ilustrative care indică diverse forme folosite drept ghiduri de undă. Se indică schema unei instalaţii de transport prin microunde a unei puteri de 200 MW la frecvenţa de 5,8 GHz.

A. C.

CZ 621.315.5/6 :621.316

* * * **Studii asupra materialelor din instalaţiile electrice** (Les études des matériaux entrant dans la construction électrique). În : Revue Général de l'Éléctricité, tom **78**, nr. 1, ian 1969, p. 47—78.

Pe cuprinsul a patru articole de specialitate se fac consideraţii asupra materialelor izolatoare din instalaţiile electrice. Rezumatul principalelor idei dezvoltate şi titlurile materialelor se referă la :

1. B. Belloc şi B. Fallou. Studiul endurantei (limitei) termice a materialelor care intervin în construcţii electrice (Étude de l'endurance thermique des matériaux entrant dans la construction électrique).

Se fac consideraţii asupra izolatoarelor stratificate. Se critică atît materialele care întocmesc fişa tehnologică a izolatoarelor folosite curent cît şi modul lor de realizare. Se indică o reţetă nouă pentru confecţionarea izolatoarelor stratificate şi se arată comportarea elementelor noi la diverse situaţii de funcţionare a aparatelor, maşinilor şi instalaţiilor electrice în construcţia cărora se folosesc asemenea materiale izolatoare.

2. B. Belloc şi B. Fallou. Acţiunea razelor de mare energie asupra izolatoarelor (Action des rayonnement de grand énergie sur les isolants).

După formularea problemei se indică nomenclatorul materialelor studiate care se folosesc atît pentru instalaţii curente cît şi pentru circuite imprimate. Se precizează gama de măsurări efectuate şi principalele rezultate obţinute experimental.

3. B. A. Lacoste, J. F. Morel şi G. Wind. Studiul acţiunii descărcărilor parţiale asupra izolanţilor (Étude de l'action des décharge partielles sur les izolants).

Problemele tratate se referă la următoarele subiecte :

— Acţiunea descărcărilor parţiale asupra izolanţilor solizi.

— Acţiunea descărcărilor parţiale asupra izolanţilor care conţin hîrtie impregnată în ulei.

Consideraţiile din text se referă la studiul rezonanţei paramagnetice electronice şi la acţiunea electronilor încetiniţi asupra izolanţilor solizi. Pentru ambele situaţii se trasează curbele de variaţie a principalelor mărimi ce caracterizează fenomenele studiate.

4. G. Keib şi G. Wind. Studiul dielectricilor gazoşi (Étude des diélectriques gazeux).

Studiul dezvoltă următoarele subiecte :

— Concepţia şi elaborarea unei celule de control care permite caracterizarea comportării dielectricului gazos.

— Determinarea limitei de încălzire admisibilă a pieselor de contact lucrînd în hexafluorură de sulf la aparatele de întrerupere a circuitelor.

Examinarea endurantei termice a izolanţilor complecşi plasaţi într-o atmosferă de hexafluorură de sulf.

Datele experimentale rezultate din măsurări sînt sintetizate în diagrame care arată domeniile de utilizare practică a dielectricilor gazoşi.

A. C.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglajul energiei electrice*

CZ 621.316.572.027

S i f f r o i, L. **Influenţa variaţiilor de tensiune asupra funcţionării contactoarelor electromagnetice** (Influence des variations de tension sur le fonctionnement des contacteurs électromagnétiques). În : Revue Générale de l'Électricité, tom **78**, nr. 1, 1969, p. 79—88, 17 fig., 3 ref. bibl.

După discutarea condiţiilor de funcţionare a contactoarelor alimentate în curent alternativ se arată care sînt influenţele perturbaţiilor sistemului electric asupra instalaţiilor din care fac parte asemenea aparate electrice. Se analizează apoi încercările experimentale efectuate asupra contactoarelor şi se arată procedeele utilizate pentru verificarea performanţelor aparatelor electrice studiate. Se indică o serie de soluţii teoretice şi practice pentru ameliorarea condiţiilor de funcţionare a contactoarelor în cazul variaţiei tensiunii de alimentare. Se reproduc oscilogramele obţinute la experimentări şi se consemnează problemele ce trebuie să reţină atenţia constructorilor de aparate electrice de acest tip. Analiza făcută asupra perturbaţiilor tensiunii reţelei de alimentare are în vedere atît formele de variaţie a tensiunii cît şi variaţia puterii intrate în joc la fiecare schimbare a tensiunii. Se indică schema unei instalaţii experimentale în care apare atît contactorul echipat cu electromagnet şi dispozitivul de înregistrare a diverselor mărimi electrice în special curenţi şi tensiuni. De asemenea în schemă exista inserat un autotransformator ale cărui ploturi sînt comandate cu ajutorul unui servomotor.

A. C.

CZ 621.316.543.1 :621.382

H o w a r d, N. R. **Comutatoarele pnpn** (pnpn switches). În : Proceedings of 4th Oxford Lecture Course. Electronic Components, ian 1969, p. 57—58.

Dezvoltarea şi perfecţionarea unor noi dispozitive semiconductoare de comutaţie cu structura pnpn, pare să fie, după aprecierea autorului, un proces continuu şi self-perpetuu. În articol el trece în revistă tipurile care se fabrică în prezent.

În prima parte a lucrării este discutat pe scurt mecanismul de funcţionare al dispozitivelor semiconductoare cu patru straturi alternative pnpn. Apoi autorul trece la examinarea diodelor de comutaţie pnpn (diodelor Shockley), care au două terminale (doi electrozi) : anod şi catod. Se arată că aceste diode, care se fabrică în special pentru tensiuni anodice de aproximativ 100 V, nu şi-au găsit o largă răspîndire, deoarece tensiunea anodică la care are loc comutarea variază în limite largi de la un exemplar la altul şi depinde drastic de o serie de factori, între care primează temperatura. Este tratat pe scurt efectul $\frac{dU}{dt}$, relevîndu-se consecinţele sale dăunătoare ; se arată că în prezent se pot obţine exemplare care au valoarea critică a lui $\frac{dU}{dt}$ aproximativ de 1 000 V/μm. În cazul triodelor-tiristor, care se amorsează pe cel de al treilea terminal, numit electrod de comandă, se precizează valorile curenţilor de comandă : aproximativ 100 μA pentru dispozitive cu un curent nominal de 1 A şi aproximativ de 100 mA pentru dispozitive cu un curent nominal de cîteva sute de amperi. Tensiunile de străpungere variază de la 20 la 3 000 V. Exemplarele pentru tensiuni mari au timpi mare de comutare (100÷200 μs) ; un timp mic de comutare (sub 10 μs) poate fi obţinut la dispozitivele speciale pentru tensiuni mai joase (500÷1 000 V).

Fototiristorul, care se comută sub influenţa luminii, se fabrică în prezent pentru puteri mici : curent maxim de 5 A, tensiune maximă de 200 V. Nivelul luminos necesar pentru comutare este de obicei de 1÷10 mV/cm², cu o sensibilitate deosebită la aproximativ 8 000 Å.

SCS (Silicon Controlled Switch) se fabrică pentru curenţi sub 1 A. Dispozitivul are patru terminale : anod, catod, poarta de anod, şi poarta de catod. Amorsarea poate avea loc

prin aplicarea semnalelor de comandă atît pe poarta de anod, aderată la stratul semiconductor n_1, cît şi pe poarta de catod, aderată la stratul semiconductor p_2. Prezenţa celor două porţi măreşte substanţial posibilităţile logice de comandă ale dispozitivului.

Tiristoarele GTO (gate turn-off) sau ,,cu stingere pe electrodul de comandă'' se blochează prin aplicarea unui semnal negativ pe poartă. Coeficientul de amplificare la stingere al tiristorului este mic şi variază între 5 şi 25.

În încheierea articolului este arătat modul de funcţionare al diacului şi triacului (tiristorului bidirecţional). Se relevă posibilitatea fabricării unor dispozitive care să opereze la curenţi de 200 A şi tensiuni de 1 000 V.

A. S.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.735 :621.315.62

*** * * Metode moderne de analiză a izolaţiei în serviciu** (Méthodes modernes d'analyse d'isolations en service). În : RGE, t. 78, nr. 3, mart 1969, p. 293—310.

Pe cuprinsul a patru articole de specialitate se fac consideraţii asupra izolaţiei în serviciu indicîndu-se metodele pentru înlăturarea degradării materialelor şi pentru prevenirea descărcărilor parţiale în diverse medii. Titlurile şi conţinutul materialelor se redau astfel :

1. B. Bouvier şi B. Fallou. Studiul complexului hîrtie-ulei (Étude du complexe papier-huile). În RGE, nr. 3, mart 1969, 2 fig., 1 tab., 1 ref. bibl.

Se descriu experienţele efectuate în laborator şi în diverse instalaţii industriale şi se consemnează rezultatele obţinute în cursul unui an de observare a izolaţiei complexe hîrtie-ulei. Se insistă asupra programului de încercări profilactice şi se calculează şi măsoară factorul de degradare mediu. Se arată influenţa regimului de încărcare asupra izolaţiei şi se scoate în evidenţă factorul de accelerare a îmbătrînirii izolaţiei din diverse medii.

2. P. Mengin, L. Rivoallan şi G. Wind. Detectarea şi localizarea descărcărilor parţiale prin ultrasunete (Détection et localisation des décharges partielles par les ultra-sons). În RGE, nr. 3, mart 1969, 3 fig., 3 ref. bibl.

După prezentarea problemei se fac consideraţii asupra încercărilor preliminare ce trebuie efectuate periodic asupra diverselor părţi ale instalaţiilor astfel încît să se detecteze locul în care încep să apară descărcări parţiale. S-a pus la punct un aparat de detectare a ultrasunetelor produse de descărcările parţiale în diverse medii. Astfel s-au putut înregistra aceste ultrasunete şi pe baza analizei oscilogramei s-a stabilit locul de defectare a izolaţiei.

3. M. Thibault şi I. Galand. Metode fizico-chimice moderne pentru analiza degradării izolaţiei în serviciu (Méthodes physico-chimiques modernes d'analyse des dégradations d'isolations en service). În : RGE, nr. 3, mart 1969, 1 fig.

După prezentarea problemei se arată conţinutul metodelor care se aplică la studiul gazului rezultat la degradarea izolaţiei impregnată. Experienţele s-au efectuat atît asupra instalaţiilor industriale cît şi asupra machetelor realizate în laborator. Se descrie aparatul utilizat şi rezultatele obţinute din analiza diverselor situaţii practice.

4. I. Galand şi G. Wind. Măsurarea la distanţă a temperaturilor în diverse puncte a izolaţiei (Mésure à distance des températures en divers points d'une isolation). În : RGE nr. 3, mart 1969, 7 fig., 2 ref. bibl.

După ce se arată dificultăţile pe care le-au întîmpinat în realizarea aparatului de măsură, autorii fac o serie de consideraţii asupra condiţiilor de măsurare şi asupra părţilor componente ale aparatelor folosite. Astfel, se insistă asupra generatoarelor de ultrasunete piezoelectrice cu cuarţ, se dau detalii asupra generării de ultrasunete în cazul descărcărilor parţiale. Sînt consemnate rezultatele experimentale obţinute în practică prin măsurarea temperaturii la distanţă în diverse puncte ale izolaţiei.

A.C.

CZ 621.38 *Dispozitive electronice*

CZ 621.383.333.34

G l e b o v, B.A. şi G o l i k o v, V. I u. **Folosirea metodei sarcinii pentru analiza regimului de lucru al tiristorului saturat** (Ispolzovaniie metoda zariada dlia analiza raboti tiristora v rejime nasîşceniia). În : Radioelektronika, nr. 3, 1969, p. 310—312, 2 fig., 3 ref. bibl.

În cadrul analizei efectuate, sarcina din cele două baze ale tiristorului a fost împărţită în două : sarcina-limită şi sarcina excedentară. S-a presupus că în regimul de saturaţie se poate neglija dependenţa coeficienţilor de amplificare în curent α_1 şi α_2 ale transistoarelor componente pnp şi npn de curentul anodic în zonele valorilor lui de lucru.

Analiza s-a bazat pe un sistem de două ecuaţii fundamentale, care exprimă bilanţ ul de sarcină în bazele tiristorului. A treia ecuaţie folosită furnizează legătura dintre curentul anodic şi sarcina-limită. În regim de saturaţie acest curent este considerat a fi constant. Ultima ecuaţie întrebuinţată exprimă legătura directă (de proporţionalitate) între sarcinile din cele două baze. Primele două ecuaţii pot fi folosite şi pentru calcularea regimului activ de lucru al tiristorului.

Din aceste ecuaţii s-au aflat legile de variaţie în timp ale sarcinii în bazele tiristorului saturat. S-a aflat de asemenea o relaţie analitică ce defineşte în timp tensiunea pe baza groasă n_1 a tiristorului.

În încheiere, se examinează componentele căderii de tensiune pe structura pnpn în conducţie. În regim staţionar această tensiune este de 3—4 V şi acest fapt obligă să se presupună existenţa unei căderi de tensiune considerabile pe joncţiunea centrală a tiristorului saturat. Referindu-se la una din lucrările citate în bibliografie, unde este analizat regimul statoric al tiristorului, acest fenomen este explicat de către autori prin căderea de tensiune pe stratul de sarcină spaţială a joncţiunii centrale la trecerea curentului anodic prin structura pnpn. *A.S.*

CZ 621.56 *Aparate electrice casnice*

CZ 621.565.92—83

R e i c h e r t, R. şi V i l ö h r. **Nivelul tehnicii în domeniul frigiderelor de uz casnic** (Stand der Technik von Haushalt-Kühlschränken). În : ETZ-B, nr. 3, febr 1968, p. 49—51, 1 tab., 2 fig., 1 graf., 1 fot.

Articolul ne arată în esenţă evoluţia — în scopul simplificării — a diferitelor modele de frigidere electrice. Este descrisă în primul rînd evoluţia carcasei, care, pornind de la amestecul de lemn plus tablă de oţel, a trecut apoi la tabla de oţel pură, care — combinată în ultimii 15 ani cu materialele sintetice (plastice) — a oferit diversitatea cunoscută a amenajării interioare. Se insistă apoi asupra evoluţiei anumitor părţi componente (închizătoare electromagnetice etc.) şi asupra avantajelor oferite de acestea. În privinţa materialului izolant al pereţilor (plută, vată de sticlă şi spumă sintetică) acesta este redat într-o tabelă, ajungîndu-se la concluzia că spuma de poliuretan oferă avantajele maxime. Ca refrigerent — în loc de SO_2, care prezenta anumite pericole — se utilizează ,,Frigen R 12'' (CF_2CL_2). După menţionarea anumitor perfecţionări constructive (amplasamentul dispozitivului de răcire etc.) este descris frigiderul cu două vaporizatoare (sisteme de răcire), la care — în timpul deschiderii uşii cu scopul topirii gheţii de pe vaporizator — intră în funcţiune un vaporizator secundar, care menţine frigul, împiedicînd alterarea alimentelor în perioada cît uşa rămîne deschisă. Urmează perfecţionările în curs de realizare la frigiderele viitoare.

Astfel se tinde spre unificarea culorilor (roşu, verde, galben) de semnalizare, spre separarea spaţiilor diferitelor alimente, spre introducerea sistemului (din S.U.A.) cu vaporizatoare separate pentru compartimentul de răcire respectiv cel de îngheţ. Apoi se mai studiază înlocuirea pivniţelor (de cartofi etc.) în casele bloc prin încăperi suficient de mari răcite prin frigidere speciale, care în plus să ofere tot climatul pivniţei. În orice caz nu se poate prevedea încă — în ce priveşte conservarea alimentelor — dacă întîietatea îi va reveni îngheţului sau conservării prin raze. Urmează o scurtă comparaţie între frigiderele cu compresor şi cele cu absorbţie încheindu-se cu cîteva observaţii asupra frigiderelor bazate pe efectul Peltier, care — din cauza randamentului scăzut — nu au reuşit să se introducă în gospodării. *Gh.C.*

CRONICĂ

A doua conferinţă a electricienilor

În zilele de 23—26 septembrie 1969, s-au desfăşurat, în Bucureşti, lucrările celei de a doua Conferinţe a electricienilor. Organizată de Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini şi Ministerul Energiei Electrice, cu spirijinul Ministerului Învăţământului şi al Ministerului Transporturilor, conferinţa şi-a propus reunirea specialiştilor din ţară, cu participare din străinătate, care activează în domeniul energeticii, electrotehnicii, electronicii şi automaticii, pentru a pune în discuţie unele realizări recente tehnico-ştiinţifice din aceste domenii.

Conferinţa a reînodat o tradiţie a întîlnirilor electricienilor români, permiţînd un schimb util de idei între ingineri ce activează în diversele specialităţi ale electricităţii, facilitînd angajarea unui rodnic dialog între cei ce lucrează în cercetare, învăţămînt, industrie. Pentru că astăzi, întrepătrunderea disciplinelor ştiinţifice, cooperarea lor, legătura tot mai strînsă cu industria, conferă ştiinţei posibilitatea de a acţiona ca o forţă de producţie, capabilă a influenţa procesul social, conferinţa şi-a propus de la bun început acest obiectiv, în cadrul dezvoltării atinse în prezent de forţele de producţie din ţara noastră.

Cele 231 referate, prezentate la conferinţă, au fost repartizate în cadrul a 8 secţii de comunicări, după cum urmează: I-maşini electrice, II-transformatoare şi aparate electrice, III-sisteme, centrale şi utilizarea energiei electrice, IV-electronică şi telecomunicaţii, V-automatică, VI-acţionări electrice, VII-teorie, materiale, măsurări electrice, VIII-fiabilitate, securitate, calitate.

Aceste lucrări au fost selectate din peste 400 propuneri iniţiale de referate.

Domeniile lucrărilor analizate în cadrul conferinţei aparţin fie celor „clasice" (maşinilor şi aparatelor electrice, reţelelor electrice etc.), fie altora mai recente, cum este cazul fiabilităţii sau calculatoarelor; acest lucru, ca şi nivelul ştiinţific al referatelor, dovedesc menţinerea contactului cu preocupările tehnicii actuale şi contribuţia cercetării româneşti la îmbogăţirea cunoştinţelor ştiinţifice universale.

În cadrul *şedinţei plenare de deschidere*, participanţii au fost salutaţi din partea guvernului de vicepreşedintele Consiliului de Miniştri, tov. Gh. Rădulescu. Arătînd însemnătatea deosebită pe care o are conferinţa pentru oamenii de ştiinţă, tehnicienii, economiştii şi ceilalţi lucrători ce activează în domeniul industriei electrotehnice şi electronice, vorbitorul a arătat: „actualitatea şi oportunitatea acestei manifestări, care se plasează aproape imediat după Congresul al X-lea al PCR, care stabileşte ritmuri deosebit de ridicate pentru industria electrotehnică". Acest lucru, constituie o ilustrare a orientării către dezvoltarea pe baze moderne a economiei noastre naţionale pe care o promovează partidul. „Îmi exprim convingerea, a continuat domnia sa, că cea de a doua conferinţă a electricienilor se va încheia cu rezultate valoroase şi prin aceasta va contribui la dezvoltarea cu succes a industriei electrotehnice, a întregii noastre economii naţionale".

În continuarea lucrărilor, s-au prezentat 4 referate cu caracter general, abordînd unele probleme importante cu caracter ştiinţific sau organizatoric, menţionate mai jos:

1. Acad. Remus Răduleţ, vicepreşedinte al Academiei RSR: cercetarea ştiinţifică în electrotehnică, electronică şi automatizări.

2. Ing. Constantin Faur, secretar general în MICM: dezvoltarea şi perspectivele industriei electrotehnice şi electronice în România.

3. Conf. ing. Călin Mihăileanu, MEE: aportul industriei electrotehnice la dezvoltarea electroenergeticii româneşti.

4. Prof. ing. C. Dinculescu, preşedintele CNIT: pregătirea de cadre pentru industria electrotehnică şi electronică.

Trebuie menţionată prezenţa a peste 1 000 de specialişti la lucrările conferinţei, dovedind interesul pentru această manifestare şi utilitatea ei.

În ceea ce priveşte participarea internaţională, specialişti din 10 ţări şi anume din: Bulgaria, Jugoslavia, Polonia, Ungaria, Cehoslovacia, Uniunea Sovietică, Belgia, Franţa, R.D. Germană, Elveţia, au contribuit, prin referatele susţinute sau discuţiile purtate, la buna desfăşurare a lucrărilor, dovedind largile posibilităţi şi avantaje pe care le oferă cooperarea internaţională în domeniul ştiinţei.

La secţia I — maşini electrice s-au prezentat 31 lucrări, predominînd cele legate de cerinţele actuale ale economiei naţionale, în special privind motoarele şi servomotoarele speciale, seriile unitare, îmbunătăţirea parametrilor maşinilor din producţia curentă. Au fost prezentate şi lucrări cu caracter teoretic predominant, care au avut ca scop să acopere unele domenii mai puţin studiate, sau să contribuie la stabilirea unor teorii unitare a maşinilor electrice.

Subliniem lucrările privitoare la motorul liniar, maşinile cu mişcare oscilantă, parametrii operaţionali ai maşinii sincrone, maşinile cu inerţie redusă, servomotoarele pas cu pas, echipamente auto etc., la care şi-au adus contribuţia colegi francezi şi sovietici.

În alte lucrări s-au făcut precizări referitoare la metode şi procedee, în scopul îmbunătăţirii calităţii produselor, cum sînt cele privind prezentarea unor noi standuri de probă, metode de încercare a maşinilor asincrone, încercarea comutaţiei ş.a.

În cadrul secţiei a II-a — transformatoare şi aparate electrice s-au prezentat 18 referate, dintre care 5 au fost susţinute de colegi jugoslavi, germani, cehoslovaci şi elveţieni.

Dintre problemele discutate menţionăm: rezolvarea problemei comutaţiei sub sarcină la transformatoare de medie tensiune prin metode noi; încercarea indirectă a siguranţei de înaltă tensiune; comportarea izolaţiei la supratensiuni de comutaţie verificată prin noi metode; încercarea materialelor electroizolante la arc electric; comportarea celulelor prefabricate în condiţia apariţiei unui arc electric liber; linia de dezvoltare a camerelor de stingere la contactoarele de joasă tensiune.

Unele dintre lucrările prezentate constituie o etapă intermediară a problemelor tratate, cum sînt problema încercărilor sintetice la defect kilometric a întreruptoarelor de înaltă tensiune, problema definitivării metodelor de încercare la supratensiuni de comutaţie a echipamentului de înaltă tensiune, reglajul sub sarcină al transformatoarelor mari, a căror definitivare îşi aşteaptă soluţionarea.

Referatele prezentate s-au ocupat de probleme privind construcţia, proiectarea şi încercarea transformatoarelor şi aparatelor electrice, probleme de mare actualitate în cadrul acţiunii de creştere a competitivităţii tehnicoeconomice, pe plan mondial.

În cadrul secţiei a III-a sisteme, centrale şi utilizarea energiei electrice s-au prezentat 34 referate, dintre care unul al colegilor francezi.

Lucrările s-au axat pe dezbaterea următoarelor probleme: grupa 1 — metode de analiză a sistemelor energetice, utilizarea calculatoarelor electronice în analiza sistemelor, soluţii practice pentru definirea stării sistemelor; grupa 2 — realizări în domeniul utilizării energiei electrice în scopuri industriale.

În cadrul primei grupe de probleme, se remarcă contribuţiile româneşti bazate pe metoda analizei nodale Dimo, pentru analiza comportării sistemelor energetice. Una dintre problemele viu discutate a fost aplicarea metodei analizei nodale pentru caracterizarea stării sistemului în timp real. În acest sens se remarcă lucrările şi discuţiile referitoare la definirea stării sistemului prin mărimi de stare direct măsurabile, respectiv încercarea de identificare a sistemelor.

O altă problemă pusă în discuţie priveşte caracterizarea siguranţei sistemelor de alimentare a consumatorilor, care devine o problemă cu implicaţii tehnico-economice importante. În acest sens s-au prezentat şi s-au discutat gradul de siguranţă al schemelor de alimentare şi respectiv schema

optimă pentru asigurarea unui anumit grad de siguranţă, determinată prin calculator.

Problema supratensiunilor s-a reflectat în dezvoltările teoretice, cu perspective mari de aplicare în viitor, ca de exemplu cele referitoare la aprecierea comportării sistemelor la perturbaţii aleatoare. Interesante aplicaţii practice prezintă propunerile unui colectiv de la ISPE, pentru tratarea curentului în reţelele de foarte înaltă tensiune în scopul limitării supratensiunilor.

În cadrul celei de a doua grupe de referate s-au prezentat o serie de probleme legate de utilizarea energiei electrice în industria chimică, în transporturile pe calea ferată, alimentarea oraşelor etc.

Secţia a IV-a — electronică şi telecomunicaţii a dezbătut 25 de lucrări, dintre care două ale colegilor cehoslovaci. Majoritatea comunicărilor au pus în discuţie soluţiile şi performanţele unor realizări de aparate şi instalaţii realizate în producţie sau în institutele de cercetare şi de învăţămînt.

Menţionăm interesul continuu pentru dispozitivele semiconductoare, în primul rînd tiristoarele, cum şi pentru transistoarele în regim de mare injecţie, transistoarele bipolare etc.

Aparatura medicală, care a început nu de mult să constituie o preocupare a tehnicii din ţara noastră, a fost, de asemenea, în atenţia secţiei.

Subliniem problemele legate de tehnica frecvenţelor înalte, fie din punctul de vedere al aparaturii (emiţătoare, sisteme de antene, televiziunea color), fie al metodelor de măsură.

În cadrul secţiei a V-a — automatică au fost prezentate 37 comunicări. O atenţie deosebită au suscitat comunicările avînd un caracter aplicativ sau de sinteză. Dintre acestea menţionăm pe cele care au expus activitate în diferite organizaţii.

S-a dovedit că există o mare diversitate de preocupări în RSR în automatică, cu numeroase rezultate aplicate în practică. Aceasta constituie un progres faţă de constatările de la conferinţele de acum 3—4 ani, organizate în această specialitate.

Întrucît participarea specialiştilor din exploatare a fost redusă, nu s-au putut oglindi realizările şi rezultatele din marile combinate din ţara noastră ceea ce va trebui să fie avut în vedere în viitor.

Secţia a VI-a — acţionări electrice a discutat 25 de comunicări, dintre care 2 au fost susţinute de colegi din Ungaria şi Cehoslovacia. În majoritatea lor, acestea au fost legate direct de aplicaţii în producţie, de cele mai noi metode de comandă şi reglare a acţionărilor electrice, a dispozitivelor de comandă şi reglare, cu aplicare în diverse ramuri ale producţiei industriale. Subliniem că unele dintre lucrările prezentate au şi fost experimentate în producţie cu rezultate remarcabile. Cele cu caracter teoretic au menţionat posibilităţi de utilizare practică, în analiza şi sinteza schemelor de acţionare electrică.

Secţia a VII-a— teorie, materiale şi măsuri electrice, a discutat 31 de comunicări, repartizate după cum urmează : 9 din domeniul electrotehnicii teoretice, 5 din domeniul măsurilor electrice şi 17 din domeniul materialelor electrice şi a tehnologiei izolaţiei.

Lucrările de electrotehnică teoretică s-au referit la studiul fenomenelor tranzitorii în medii masive şi la determinarea parametrilor tranzitorii, la probleme de magnetohidrodinamică, cum şi la studiul cîmpului electromagnetic în medii neliniare, cu aplicaţii la regimuri tranzitorii de funcţionare a maşinilor şi aparatelor electrice.

Lucrările de măsură electrice au avut în vedere organizarea ştiinţifică a activităţii metrologice în ţara noastră, cum şi metode originale şi de perspectivă privind măsurările de parametri în curent alternativ.

Lucrările de materiale s-au referit în mod deosebit la fenomenele de descărcări parţiale, la măsurările şi aparatajul de măsură privind aceste descărcări, cum şi la studiul unor procedee tehnologice în fabricaţia materialelor electrice în ţara noastră, cu aplicaţii specifice la aparate, maşini şi transformatoare electrice, dintre care 5 lucrări ale unor autori de peste hotare.

Este remarcabilă prezenţa unor lucrări, în care se prezintă activitatea generală a unor instituţii de cercetare din ţara noastră (Institutul de metrologie, ICPE, UEPC, FCME) în domenii de mare importanţă tehnică şi ştiinţifică, care au ilustrat progresele incontestabile realizate în ţara noastră.

Secţia a VIII-a — fiabilitate, securitate, calitate a ilustrat faptul că în mare măsură asigurarea eficienţei şi competitivităţii produselor depind de calitate şi fiabilitate, care s-au conturat, în ultima vreme, ca o disciplină de sine stătătoare, cu probleme teoretico-economice şi aplicative specifice. Acest lucru s-a reflectat în numărul mare de lucrări (30) prezentate din toate sectoarele amintite. Din categoria referatelor care au tratat probleme de calitate se pot menţiona probleme de organizare ştiinţifică pentru ridicarea calităţii maşinilor electrice asincrone ; aspecte privind controlul calităţii produselor care se exportă în regiuni cu climă deosebită. Din discuţii a rezultat în mod ferm că este necesar să se aducă unele modificări în norme şi STAS-uri, modificări care să fie un motor în activitatea de creare a produselor. S-au remarcat, de asemenea, preocupări asupra analizei comparative de calitate a produselor româneşti în raport cu produse similare străine.

În cadrul problematicii privind fiabilitatea sistemelor tehnice, s-au prezentat lucrări de teorie generală, din care unele cu caracter original, în domeniul analizei fiabilităţii (teoreme de transfigurare pentru circuite compuse din elemente cu fiabilitate ridicată).

Unele lucrări teoretice, cu un puternic caracter aplicativ au arătat rezultatele obţinute (ridicarea domeniilor de funcţionare a blocurilor —UNILOG, programul pentru calculul siguranţei în funcţionarea conexiunilor energetice etc.).

Alte lucrări privesc estimarea fiabilităţii prin metode experimentale pe baza datelor de laborator sau din exploatare cum sînt : criteriile de fiabilitate la sistemele de aprindere ale echipamentelor electrice auto, determinarea duratei de funcţionare la celulele redresoare cu seleniu printr-o metodă accelerată. Eficienţa economică a ridicării fiabilităţii produselor a fost ilustrată prin analiza efectelor economice a cercetărilor de fiabilitate la radioreceptoare şi televizoare fabricate în ţară.

Discuţiile purtate au scos în evidenţă necesitatea extinderii şi adîncirii problemelor legate de sinteza şi analiza fiabilităţii elementelor şi sistemelor, cu dorinţa extinderii colaborării între diverse colective.

În cadrul *şedinţei plenare de închidere*, Acad. R. Răduleţ, preşedintele secţiei electrotehnică a CNIT şi conf. dr. ing. D.F. Lăzăroiu, vicepreşedintele aceleiaşi secţii, au făcut un bilanţ al lucrărilor desfăşurate în cele trei zile, iar o serie de participanţi străini : dr. ing. Jean—Claude Sabonnadière (Franţa), prof. K. Reiss (Cehoslovacia), prof. dr. Grzybowski (Polonia) şi ing. Vasil Dobrev Dimitrov (Bulgaria) şi-au exprimat satisfacţia pentru rezultatele obţinute în cadrul secţiilor, pentru organizarea conferinţei, contactele rodnice stabilite cu specialiştii români şi vizitarea unor obiective industriale şi de cercetare.

Se poate aprecia că scopul principal propus de CNIT încă din primul moment, acela de a folosi conferinţa ca o tribună de la care să se propage „noul", a fost atins.

Participarea cu referate a fost suficient de reprezentativă. Cred că va trebui pe viitor insistat pe o participare mai bogată din partea unor unităţi industriale cu tradiţie în cercetarea ştiinţifică (UEPC, UMEB, Electroaparataj, Electronica etc.), sau a unor institute de învăţămînt superior (Institutul Politehnic Bucureşti).

Problemele legate de perfecţionarea construcţiilor de maşini şi transformatoare, aparataj electric de comutaţie pentru noile linii de înaltă tensiune, elaborarea de noi materiale izolante în ţară, noi scheme moderne de acţionare şi automatizare, componenţi şi elemente moderne, utilizarea calculatoarelor în procesele industriale şi în optimizare a soluţiilor, studiul riguros al fiabilităţii echipamentelor şi sistemelor, sînt cîteva dintre problemele care îşi vor găsi aplicare din ce în ce mai largă în perioada următorului cincinal.

Convinşi fiind de utilitatea pe care această manifestare a avut-o pentru specialiştii electricieni, satisfăcuţi de aprecierile făcute de participanţii din ţară şi străinătate privind organizarea şi nivelul lucrărilor, trebuie să ne străduim în regularizarea acestei activităţi şi pregătirea la un nivel şi mai ridicat a celei de a treia conferinţe a electricienilor, care s-ar putea să aibă loc în 1972.

Dr. ing. *D.F. Lăzăroiu*

SCURTE ŞTIRI

Un aparat pentru magnetizarea magneţilor cu o energie de 100 Ws şi cu impulsuri variabile între 30—100 minute, a fost construit de către o firmă engleză. Pot fi obţinute fluxuri de 50 000 A, iar tensiunea necesitată — cu reglaj continuu — poate fi variată de la 0 la 350 V sau de la 250 la 700 V.

Din : ETZ-B, nr. 22,1968

Plăcuţele de siliciu nu mai sînt casante la grosimi sub 10 μm (s-a descoperit în Anglia). O plăcuţă de 5 μm se poate îndoi de două ori fără să se rupă. Aceste plăcuţe prezintă mari avantaje pentru elementele semiconductoare.

Din : ETZ-B, nr. 22, 1968

Un ciocan de lipit electric alimentat de la baterie a fost construit în Anglia. Acumulatorul de nichel-cadmiu are o putere de 40 W şi încălzeşte vîrful de sudură instantaneu după închiderea contactului. O încărcare a bateriei este suficientă pentru 100 puncte de sudat.

Din : ETZ-B, nr. 25, 1968

O baterie de energie nucleară de mărimea unui stilou lucrează după principiul recepţionării directe a electronilor emişi de criptonul 85 lichid. Bateria furnizează, la 5—10 kV, un curent de 10^{-9} A, timp de 10—20 de ani.

Din : ETZ-B, nr. 25, 1968

Cu un cuţit din material plastic se pot tăia cabluri electrice fără pericolul unei electrocutări sau al unui scurtcircuit. Cuţitul este confecţionat din naylon şi fibre de sticlă şi poate fi ascuţit cu o pilă obişnuită.

Din : ETZ-B, nr. 25, 1968

Electro-Automobilul ,,**Amitrom**'' construit de ,,Motors Corporation'' — Detroit şi de ,,Dulton Industries Company'' va parcurge 250 km la o singură încărcare a bateriilor (distanţă dublă faţă de celelalte electromobile). In 20 s atinge viteza de 80 km/oră. Motorul este alimentat de două baterii de litiu (34 kg) şi de două baterii bipolare de nichel-cadmiu (11 kg). Energia de frînare încarcă bateriile, care au o durată de viaţă de 3 ani.

Din : ETZ-B, nr. 20, 1968

La 100°C se topeşte un aliaj de bismut, cu care se pot suda semiconductoare sensibile şi elemente de construcţie cu capete scurte de racord. Acest ,,Cerrosolder'' se furnizează sub formă de sîrmă cu diametrul de 3 mm.

Din : ETZ-B, nr. 20, 1968

Bare colectoare răcite cu apă s-au instalat, pentru prima dată, într-o centrală electrică din nordul Angliei. Barele propriuzise, care formează legătura generatoarelor de 500 MVA cu transformatoarele lor, sînt executate din tuburi de cupru cu diametrul exterior de 127 mm, înconjurate de tuburi de aluminiu de 813 mm diametru, susţinute din loc în loc de izolatoare-suport din răşină epoxidică. Deoarece sistemul de răcire este combinat cu cel al statoarelor generatoarelor şi executat tot de firma furnizoare a acestora, nu a fost necesară o instalaţie specială pentru răcirea barelor.

Din : ETZ-B, nr. 2, 1969

Un aliaj care devine supraconductor între 20,5 şi 21°K a fost realizat de către universitatea din California împreună cu ,,Bell Laboratories'' Aliajul se compune din niobiu, aluminiu şi germaniu. O inducţie magnetică de 400 kGs nu influenţează supraconductibilitatea.

Din : ETZ-B, nr. 2, 1969

Primul acumulator cu zinc-aer are doar 1/8 din greutatea acumulatorului cu plumb, are forma unui buzunar şi se poate reîncărca instantaneu prin înlocuirea plăcilor de zinc. Se construieşte în Marea Britanie.

Din ETZ-B, nr. 21, 1968

Un sistem cu laseri poate transmite semnale la distanţa de 50 milioane mile (Pămînt—Marte). În locul laserului de heliu sau de argon s-a utilizat un laser de bioxid de carbon. Sistemul dezvoltat de Honeywell este în măsură să recepţioneze semnalele pînă la 10^{-13} W.

Din :ETZ-B, nr. 21,1968

Nisipul amortizează microundele în funcţie de umiditatea sa. Datorită acestui fenomen şi cu instrumente corespunzătoare se poate stabili gradul de umiditate a materiei prime pentru sticla de calitate superioară. Eroarea de măsurare — are valori sub ±0,05 %.

Din : ETZ-B, nr. 21, 1968

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU; ing. ŞT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor şef: 14.90.27. Redacţia: Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59 Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 4048. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

BUDAPEST ... 1883

INHALTSVERZEICHNIS

DK. 621.313.325.025.2.001.2

Saal, C. : **Die Theorie des reaktiven synchronen Zweiphasen — Oszillomotors.**

Electrotehnica *18*, H. 1, Ian. 1970, S. 1–7

Festgestellt wird das allgemeine Gleichungssystem bzgl. des Betriebes vom zwei phasigen ynchronen reaktiven Oszillomotors geradliniger Bewegung bei Beachtung des magnetischen Streuflusses und des Wirkwiderstandes in den Phazenspulen. In einem Berechnungszusatz wird die angenäherte Ausrechnung der Streuinduktivität angegeben. Da das System der Differenzialgleichungen nicht linear ist, wird er annähernd für gewisse Sonderfähle gelöst und dabei die Theorie des Oszillomotors ausgearbeitet. Unterstrichen wird das Erscheinen der ungeraden Harmonischen als Bestend der Phasenströme. Die angestellten Versuchsprüfungen bestätigten im zufriedenstellender Weize die Theorie, sogar in der Annahme von linearisierte Gleichungen.

DK 621.313.333.012.001.24 :681.14

Wächter, I. : **Ein Programm zum Entwurf von asynchronen Motoren bei Verwendung von elektronischen Rechenmaschinen kleiner Kapazität.**

Electrotehnica *18*, H. 1, Jan. 1970, S. 7–12

Man untersucht gewisse Eigenheiten der Verwendung von elektronischen Rechenmaschinen kleiner Kapazität beim Entwurf elektrischer Maschinen. Dabei wird die Notwendigkeit hervorgehoben einen sehr flexiblen Rechenganges zu ermöglichen, der auch Teilausführungen gestattet. Beschrieben wird der erdachte Rechengang für das Berechnungsprogramm des asynchronen Drehstrom-Kurzschluss motors, wobei die Teilvarianten angegeben werden, die unabhängig ausfürhbar sind.

Nach einer gründlichen praktischen Verwendung des Programmes folgt eine kritische Aeusserung darüber sowie die Angabe von Möglichkeiten zu dessen Vervollkommnung.

DK 621.314.2 :621.312

Moraru, A., Mereanu, A. und *Cahaner Sofia* : **Die technisch-wirtschaftliche Vervollkommnung der Drehstromtransformatoren mit Hilfe der Rechenmaschinen.**

Electrotehnica *18*, H. 1. Jan. 1970, S. 13–23

Es wird eine Methode dargestellt zur technischwirtschaftlichen Vervollkommnung der Drehstromkrafttrafos mit Hilfe der Rechenmaschinen. Darauf gibt man die Resultate der Prüfberechnungen bei der jetzigen Oeltraforeihe von 100—1 600 kVA und Spannungen bis 35 kV an.

DK 621.316.319–758.027.25.001.4

Antohi, C. und *Pârligras Ecaterina* : **Das Verhalten gewisser Elektroapparate für Niederspannung im aggresiven Mikroklima.**

Electrotehnica *18*, H. 1, Jan. 1970, S. 24–28

Gezeigt werden die erzielten Resultate mit einigen Typen von Niederspannungs-Elektroapparaten, die man während 3 Jahren dem Mikroklima im Laboratorium (abwechselnd warm-feucht und konstant warm-feucht), dem Mikroklima im Bergwerk (Horizont 11, Bergwerk für Nichteisenmetalle Baia Sprie) und dem Seeklima (Station Agigea-Constanţa) aussetzte. Abschliessend werden gewisse Empfehlungen gemacht im Zusammenhang mit den notwendigen Schutzmassnahmen für einen einwandfreien Dauerbetrieb von Niederspannungsausrüstungen unter den genannten Verhältnissen

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.314.224.3.013.1.001.24

Braşovan, I. : **Graphische Methode zur Bestimmung der Sekundärstromes im Stromwandler für den Betrieb der Sättigung des ferromagnetischen Kernes.**

Electrotehnica *18*, H. 1, Jan. 1970, S. 29–32

Dargestellt wird eine graphische neuartige Methode zur Bestimmung — mit einer Genauigkeit in der Grössenordnung von Prozenten — des nichtsinusförmigen Sekundärstromes im Stromwandler bei rein ohm scher Belastung im sinusförmigen Dauerbetrieb des Primärstromes, welcher die Sättigung des ferromagnetischen Kernes hervorruft.

BUCHBESPRECHUNGEN 32–33
REFERRATE 33–37
CHRONIK 38–39
KURZNACHRICHTEN 40

SOMMAIRE

CD 621.313.325.025.2.001.2

Saal, C. : **La théorie de l'oscillomoteur biphasé synchrone réactif**

Electrotehnica *18*, no. 1, Jan 1970, p 1–7

On établit le système général d'équations du fonctionnement de l'oscillomoteur biphasé synchrone réactif à mouvement rectiligne, en tenant compte du flux de dispersion magnétique et de la résistance active des bobines de phase. Dans une anexe de calcul on présente le calcul aproximatif de l'inductivité de dispersion. Le système d'équations différentiales étant non-linéaire, celui-ci est solutionné aproximativement dans différents cas particuliers et l'on élabore la théorie de l'oscillomoteur. On souligne le présence des harmoniques impares dans la componence des courants de phase. Les vérifications expérimentales effectuées confirment d'une manière satisfaisante la théorie, même dans l'hypothèse de certaines équations linéarisées.

CD 621.313.333.012.001.24 :681.14

Wachter, I. : **Un programme pour l'élaboration des projets des moteurs asynchrones utilisant les calculateurs électroniques de petite capacité.**

Electrotehnica *18*, no. 1, Jan 1970, p. 7–12

On analyse quelques particularités de l'utilisation des calculateurs électroniques de petite capacité en vue de l'élaboration des projets pour les machines électriques. On met en évidence la nécesité d'élaborer un flux de calcul très flexible qui permette en même temps une exécution partielle. On décrit le flux élaboré pour le programme de calcul du moteur asynchrone triphasé à roteur en court-circuit et on présente les variantes partielles qui peuvent être effectuées indépendamment.

Après avoir fait une utilisation intense du programme dans la pratique, on fait une appréciation critique de ce dernier et l'on indique les possibilités de perfectionnement.

CD 621.314.2 :621.312

Moraru, A., Mereanu, A. et *Cahaner Sofia* : **L'optimisation technique et économique des transformateurs triphasés à l'aide des calculateurs numériques.**

Electrotehnica *18*, no. 1, Jan 1970, p. 13–23

On présente une méthodique pour l'optimisation technique et économique des transformateurs triphasés de puissance, à l'aide des calculateurs numériques ainsi que les résultats du calcul de vérification effectué sur la série actuelle de transformateurs en huile de 100 à 1 600 kVA, à tensions jusqu'á 35 kV.

CD 621.316.319–758.027.25.001.4

Antohi, C. et *Pîrligras Ecaterina* : **Le comportement de certains appareils électriques de basse tension dans un microclimat agresif.**

Electrotehnica *18*, no. 1, Jan 1970, p. 24–28

On présente les résultats obtenus sur quelques types d'appareils électriques de basse tension, exposés pendant 3 ans dans des microclimats de laboratoire (chaud-humide cyclique et chaud-humide constant), dans un microclimat minier (horison 11, la mine de métaux non-féreux Baia Sprie) et en milieu maritime (la station Agigea-Constanţa). Pour conclure on fait certaines recommandations en rapport avec les mesures de protection nécessaires pour assurer un bon fonctionnement et de longue durée des équipements de basse tension, dans les milieux mentionnés.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.314.224.3.013.1.001.24

Braşovan, I. : **La méthode graphique de détermination du courrant secondaire du transformateur de courant, dans le régime de saturation du noyau ferro-magnetique.**

Electrotehnica *18*, no. 1, Jan 1970, p. 29–32

On présente une méthode graphique de détermination, avec une precision de l'ordre des pourcentages, du courant secondaire non-sinusoidal du transformateur de courant à charge ohmique pure, en règime permanent sinusoïdal du courant primaire, qui provoque la saturation du noyau ferromagnétique.

COMPTES-RENDUS 32–33
RÉFÉRATS 33–37
CHRONIQUE 38–39
BRÈVES COMMUNICATION 40

CONTENTS

DC 621.313.325.025.2.001.2

Saal, C. : **Theory of the reactive biphase synchronous oscillating motor.**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 1–7

The author establishes the general system of equations for the reactive biphase synchronous oscillating motors with rectilinear motion, taking into account the leakage flux the active resistance. An appendik presents the approximate calculation of leakage inductivity. The system of differential equations being non-linear, is to be solved by approximation — different particular cases — with a view to elaborating the theory of the oscillating motor. The author draws attention to the presence of odd harmonics in the composition of phase currents. Experimental checking has proved the theory to be right even in the hypothesis of linearized equations.

DC 621.313.333.012.001.24 :681.14

Wachter, I. : **A designing program of asynchronous motors based on small capacity computer utilization.**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 7–12

The paper analyses some utilization particularities of small capacity computers used in the designing of electric machines. One lays stress on the necessity to elaborate a very flexible computing flux which may permit also partial executions. The author describes the flux drawn up for the computing program of the three phase asynchronous motor with squirrel-cage rotor, presenting also partial variants which can be achieved independently.

Having intensively practised this program the author is in a position to present the drawbacks together with improvement possibilities.

DC 621.314.2 :621.312

Moraru, A., Mereanu, A. and *Cahaner Sofia* : **Technical and economic optimalization of three-phase transformers by means of digital computers.**

Electrotehnica *18* nr. 1, ian 1970, p. 13–23

The authors describe a method designed to bring about technical and economic optimalization of three-phase power transformers with the help of digital computers. The results of the verification calculus effected over the present series of 100—1 600 kVA oil transformers (voltages up to 35 kV) are added to the paper.

DC 621.316.319 – 758.027.25.001.4

Antohi, C. and *Pîrligras Ecaterina* : **The behaviour of certain low voltage electric motors in aggresive micro-climate.**

Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 24–28

The authors present the results obtained with some types of low voltage electric apparatuses subjected over a three year period to laboratory micro-climate (cyclical warm-moist and constant warm-moist), mine micro-climate (11th level, Baia Sprie non-ferrous metals mine) and maritime environment (Agigea-Constanța station). In conclusion the authors recommend protection measures designed to ensure long, good running of low voltage equipment in above mentioned environment.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.314.224.3.013.1.001.24

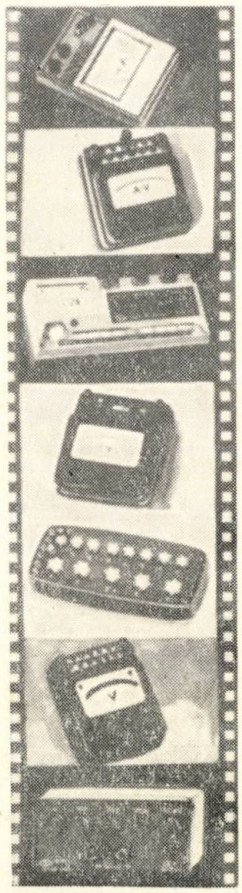
Brașovan, I. : **Graphic method for the determination of the secondary current of the current transformer in saturation regime of the ferromagnetic core.**

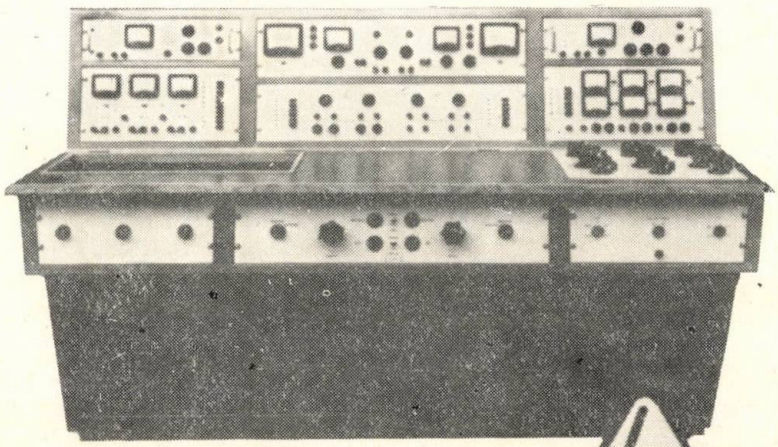
Electrotehnica *18*, nr. 1, ian 1970, p. 29–32

The author presents an original graphic method for the determination (% precision) of the secondary non-sinusoidal current of the current transformer under purely ohmical load in a permanent sinusoidal regime of the primary current which brings about the saturation of the ferromagnetic core.

BOOK REVIEW 32–33
REPORTS 33–37
CHRONICLE 38–39
SHORT NEWS 40

PRODUCĂTOR ȘI EXPORTATOR:

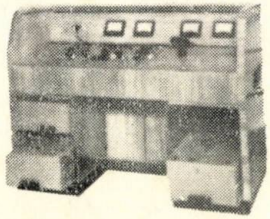




GANZ

Fabrica de instrumente de măsură

BUDAPESTA 5, căsuța poștală 577 – UNGARIA



Importator

MAȘINIMPORT

Tehnoimport, București

Publicom

OSZÁKI KÖNYVTÁRA 1883

FABRICA TELE UZINEI TEHNOFRIG IN DOMENIUL FRIGORIFIC ALIMENTAR CHIMIC METALURGIC

UZINA TEHNOFRIG CLUJ

Str. Fabrica de Chibrituri Nr. 5-11 Telefon: 2.30.90

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

Din București — Bd. T. Vladimirescu 45 — 47 — telefon 31.41.00

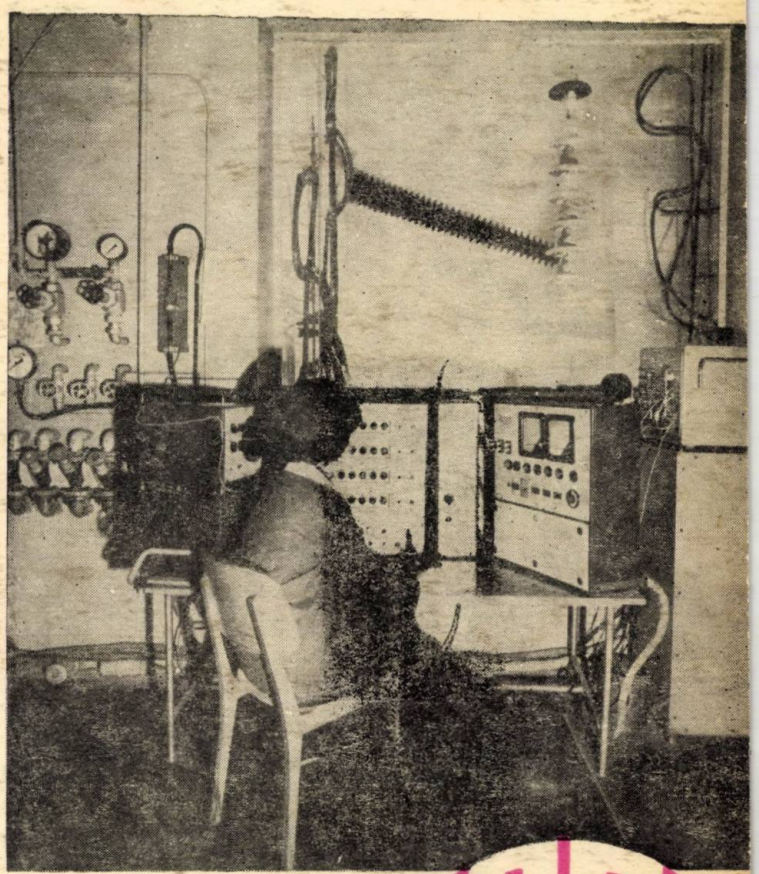
Электротехнический Научно - исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

1970 JUN 2 41



Primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic.

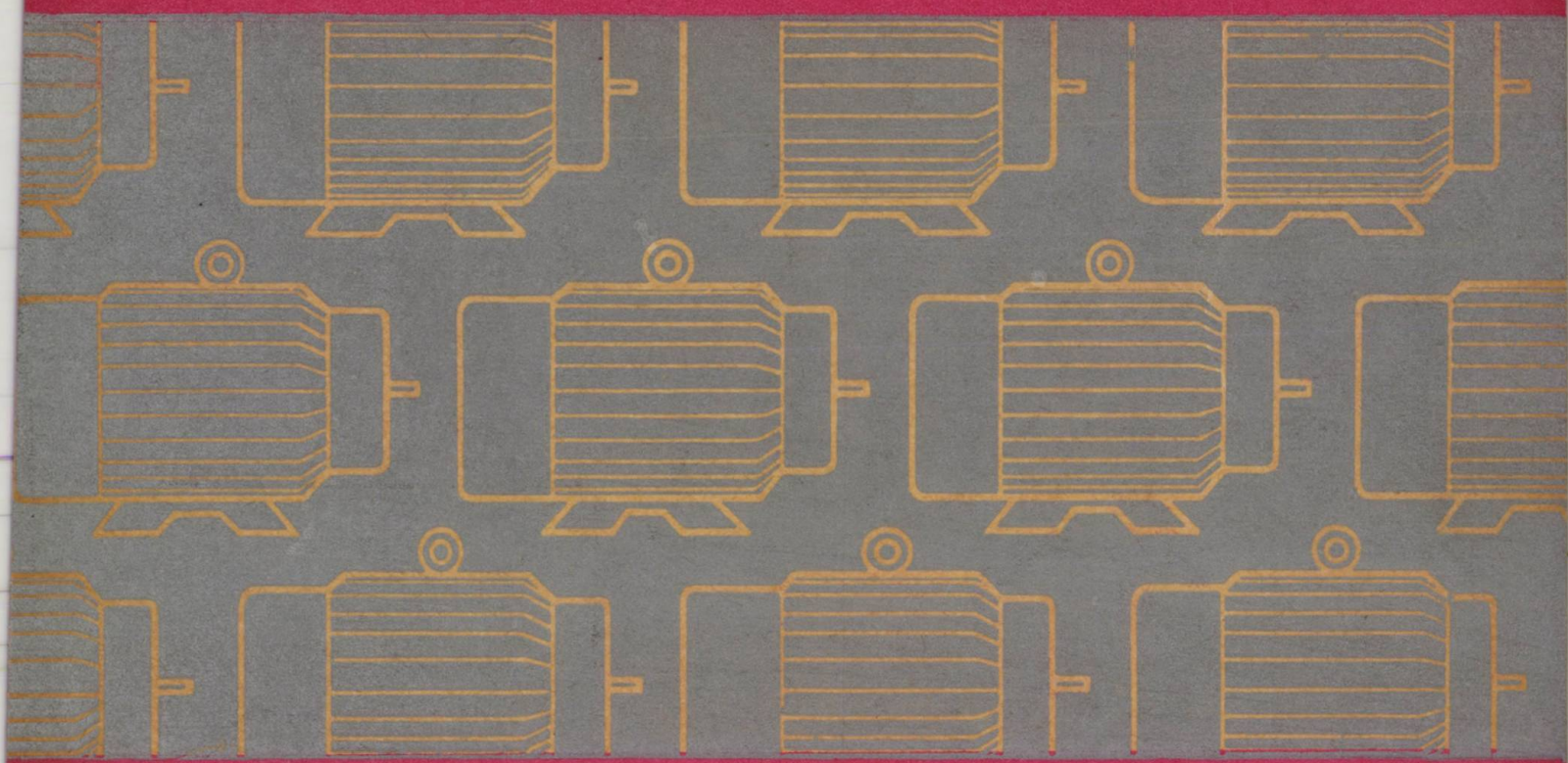
Institutul execută studii, încercări, omologări și prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

04
R

ELECTROTEHNICA

RETRALVA



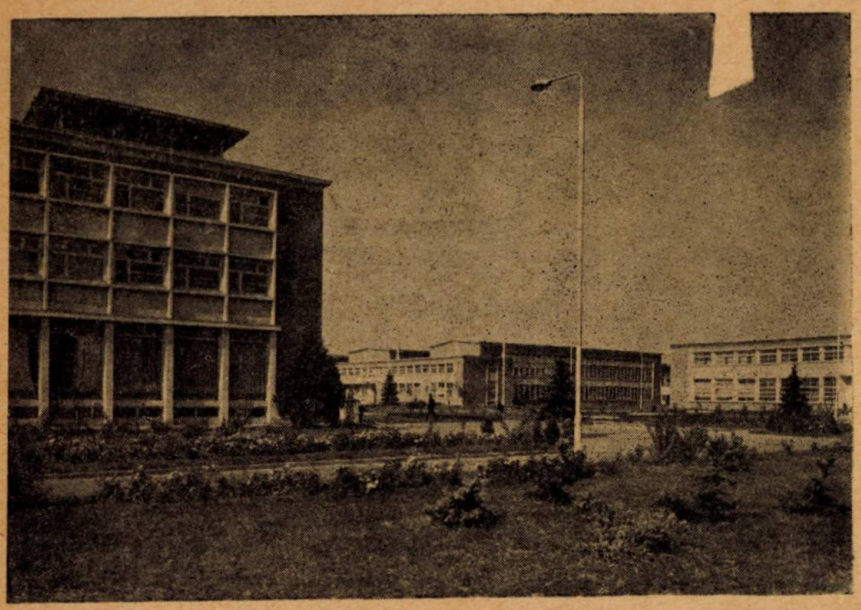
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1970

2

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI • BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, sectorul 2
telefon 33.38.30, telex 011203

produce:



PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon

Rezistențe bobinate

Termistoare

Condensatoare cu poliester

Condensatoare cu polistiren

Condensatoare electrolitice normale

Condensatoare electrolitice miniatură

Condensatoare ceramice

Condensatoare hîrtie — uz general

Condensatoare cu hîrtie metalizate

Condensatoare telefonice

Condensatoare auto

Condensatoare pentru tuburi fluorescente

Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvență
— de mică putere
— de medie putere
— de putere

Transistoare cu germaniu de înaltă frecvență
— de mică putere
— drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform

Redresoare cu germaniu de medie putere

Fotodiode cu germaniu

Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

IPRS

I.P.R.S. – Bănenasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare și un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI • BĂNEASA

CABINETUL TEHNIC — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, București, sectorul 2

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 2, pag. 41–76 februarie 1970

CUPRINS

CZ 621.3.017.7 :621.364.15

Galan, N. şi *Cotta, Al.* : **Încălzirea prin inducţie a pieselor metalice la frecvenţă industrială.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970. p. 41–47

Se calculează puterea transmisă de un transformator unui inel metalic dispus pe partea demontabilă a circuitului magnetic în vederea încălzirii prin inducţie pînă la o anumită temperatură. Calculele efectuate au fost verificate experimental. Pe baza celor studiate în lucrare se pot aduce o serie de îmbunătăţiri în construcţia circuitului magnetic al unor astfel de transformatoare.

CZ 621.315.614.4/7 :621.3/2

Nicola, Gr. : **Noi tipuri de materiale stratificate cu suport hîrtie pentru scopuri electrotehnice.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 47–53

Se prezintă studiile efectuate la F.C.M.E. — Bucureşti în vederea obţinerii de materiale stratificate cu suport hîrtie care să posede bune proprietăţi în medii cu umiditate ridicată. De asemenea se prezintă proprietăţile lacurilor şi hîrtiilor de impregnare precum şi condiţiile optime de presare a materialelor stratificate.

În final se arată proprietăţile comparative în timpul menţinerii în apă ale celor mai bune materiale stratificate obţinute din răşini melaminoformaldehidice, melaminoformaldehidice modificate şi epoxidice modificate şi din hîrtii alfa celuloză şi sulfat.

CZ 621.315.619.1.001

Stere, E. : **Amestecuri epoxidice de turnare cu caracteristici îmbunătăţite**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 54–61

Se prezintă amestecuri epoxidice de turnare cu caracteristici electrice şi termice superioare amestecului de turnare pe bază de Dinox 110 E utilizat în prezent pe scară largă în industria electrotehnică. Se analizează influenţa structurii elementelor componente asupra proprietăţilor amestecurilor de turnare şi se desprinde modul în care se pot îmbunătăţi unele caracteristici electrice şi termice ca : rezistenţa la curenţi de scurgere, rezistenţa la arc electric, stabilitatea termică Martens şi rezistenţa la îmbătrînire termică.

CZ 621.316.74 : 621.382.3

Popescu, V. Dogaru, I. şi *Pop, A.* : **Termoregulator proporţional cu tiristor.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 62–65

Se descrie realizarea unui termoregulator proporţional cu tiristor, avînd limitele 100—1 300°C, un regim de funcţionare permanent, fiind destinat unor cuptoare electrice de laborator, cu rezistenţă. Se arată că sistemul de reglare automată a temperaturii este stabil şi se dau unele date tehnice.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.316. 932.011.1.001.57 :681.332.05

Curiac, Gr. : **Modelarea ecuaţiei de comutaţie cu ajutorul unui calculator analogic.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 65–68

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

CZ 621.315.619.1 :621.317.333

Lapohos, I. şi *Giju Stela* : **Variaţia caracteristicilor dielectrice la policlorură de vinil, în funcţie de tratamentul termic la frecvenţa de 440 kHz.**

Electrotehnica **18** nr. 2 feb 1970 p. 68–69

RECENZII 70
REFERATE 71
SCURTE ŞTIRI 74
TEMATICA 75–76

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.017.7 : 621.364.15

Галан, Н. и *Котта, Ал.:* **Индукционный нагрев металлических деталей при промышленной частоте.**

Electrotehnica **18**, № 2, февр. 1970. стр. 41–47

Вычисляется мощность, передаваемая трансформатором металлическому кольцу, расположенному на разъемной части магнитной цепи, для индукционного нагрева до определенной температуры. Проведенные вычисления были проверены экспериментально. На основе полученных результатов можно внести ряд усовершенствований в конструкцию магнитной цепи подобных трансформаторов.

ДК 621.315.614.4/7 : 621.3/2

Никола , Гр.: **Новые типы шихтованных материалов на бумажной основе для электротехнических целей.**

Electrotehnica **18**, № 2, февр. 1970, стр. 47–53

Описаны исследования, проведенные на Ф.Ц.М.Е. — Бухарест в целях получения шихтованных материалов на бумажной основе, отличающихся хорошими свойствами в средах с повышенной влажностью. Излагаются также свойства лаков и бумаги для пропитки и оптимальные условия прессования шихтованных материалов. В заключение приводятся сравнительные свойства при выдерживании в воде наиболее качественных шихтованных материалов, полученных из меламиноформальдегидных модифицированных и эпоксидных модифицированных смол, и из альфа целлюлозно и сульфатной бумаги.

ДК 621.315.619.1.001

Стере Е.: **Эпоксидные литейные смеси с улучшенной характеристикой**

Electrotehnica **18**, № 2, февр. 1970. стр. 54–61

Описываются эпоксидные литейные смеси с электрическими и термическими характеристиками, превышающими литейные смеси на базе Dinox 110 E, широко применяемой в настоящее время в электротехнической промышленности. Анализируется влияние структуры составляющих элементов на свойства литейных смесей, отмечая способ улучшения некоторых электрических и термических характеристик, как: сопротивление токам утечки, сопротивление электрической дуге, тепловая устойчивость Martens и сопротивление термическому старению.

ДК 621.316.74 : 621.382,3

Попеску, В., Догару, И. и *Поп, А.:* **Терморегулятор пропорциональный тиристору.**

Electrotehnica **18**, № 2, февр. 1970, стр. 62–65

Описывается осуществление терморегулятора, пропорционального тиристору с пределами 100 — 1300°C, с установившимся рабочим режимом, предназначенного для лабораторных электрических печей, с сопротивлением. Показано, что систем автоматического регулирования температуры стабильна и излагаются некоторые технические данные.

ДЛЯ МОЛОДЫХ ИНЖЕНЕРОВ

ДК 621.316.932.011.1.001.57 :681.332.05

Курнак, Гр. : **Моделирование уравнения коммутации при помощи аналогичных вычислительных машин.**

Electrotehnica **18**, № 2, февр. 1970, стр. 65–68

ИЗ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

ДК 621.315.619.1 : 621.317.333

Лапохос, И. и *Гыжу Стела:* **Изменения диэлектрических характеристик поливинилхлорида, в зависимости от термической обработки при частоте в 440 кгц.**

Electrotehnica **18**, № 2, февр. 1970, стр. 68–69

РЕЦЕНЗИИ 70

ДОКЛАДЫ 71

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 74

INHALTSVERZEICHNIS

CZ 621.3.017.7 :621.364.15

Galan, N. und *Costea, Al.* : **Die Induktionserwärmung der Metallteile bei Netzfrequenz.**

Electrotehnica **18**, H. 2, feb 1970, S. 41–47

Man berechnet die Leistung, die ein Transformator einem Metallring überträgt, der sich auf der abmontierbaren Seite eines magnetischen Kreises zwecks Erwärmung durch Induktion bis zu einer gewissoen Temperatur befindet. Die ausgeführten Berechnungen wurden experimentell geprüft.

Auf Grund der Untersuchungen dieser Arbeit können bei der Herstellung des magnetischen Kreises solcher Transformatoren eine Reihe Verbesserungen vargenommen werden.

CZ 621.315.614.4/7 : 621.3/2

Nicola, Gr. : **Neue Typen von Materialschichten mit Papier als Grundstoff für elektrotechnische Zwecke.**

Electrotehnica **18**, H.2, feb 1970, S. 47–53

Besprochen werden die beim P.C.M.E. — Bukarest ausgeführten Untersuchungen zur Herstellung von geschichteten Materialien mit Papier als Grundstoff, die sich im Medien mit erhöhter Feuchtigkeit gut bewähren.

Ferner werden die Eigenschaften der Lacke und der Tränkungspapiere beschrieben sowie die Bestbedingungen zum Pressen der Schichtstoffe.

Abschliessend zeigt man vergleichsweise die Eigenschafen während der Unterwasserprobe der besten Schichtstoffe hergestellt aus Melaminformaldehyd —, modifizierten Melamin formaldehyd — und modifizierten Epoxydharzen sowie aus Zellulose — und Sulfatalphapapier.

CZ 621.315.619.1.001

Stere, E. : **Giessbare Epoxydmischungen mit verbesserten Eigenschaften.**

Electrotehnica **18**, H. 2, feb 1970, S. 54–61

Man zeigt giessbare Epoxydmischungen, die bessere elektrische und thermische Eigenschaften aufweisen als die heutzutage in der elektrotechnischen Industrie weitgehendverwendete Giessmischung auf Dinox 110 B-Basis. Man untersucht den Einfluss der Bestandteilenstruktur auf die Eigenschaften der Giessmischungen und schliesst daraus dil Art, in der man gewisse elektrische und thermische Eigenschaften verbessern könnte, wie z.B. : der Widerstand bei Erdströmen, der Widerstand beim elektrischen Bogen, die thermische Martens — Stabilität sowie der Widerstand gegen die thermische Alterung.

CZ 621.316.74 : 621.382.3

Popescu, V., Dogaru, I. und *Pop, A.* : **Proportioneller Thermoregler mit Thyristor.**

Electrotehnica **18**, H. 2 feb 1970, S. 62–65

Man beschreit die Herstellung eines proportionellen Thermoreglers mit Thyristor in den Grenzen 100—1 300°C für Dauerbetrieb, bestimmt für elektrische Laboratoriumsöfen mit Widerstand. Gezeigt wird ferner dass das automatische Regelsystem der Temperatur stabil ist und macht einige technische Angaben.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

CZ 621.316.932.011.1.001.57 : 681.332.05

Curia, Gr. : **Die Modellierung der Kommutierungsgleichung mit Hilfe eines Analogrechners.**

Electrotehnica **18**, H. 2 feb 1970, S. 65–68

AUS DER FORSCHUNGSTÄTIGKEIT

CZ 621.315.619.1 :621.317.333

Lapohos, I. und *Giju Stela*: **Die Veränderung der dielektrischen Eigenschaften des Polyvinylchlorids als Funktion der thermichen Behandlung bei der Frequenz von 440 Hz.**

Electrotehnica **18** H. 2 feb 1970, S. 68–69

BUCHBESPRECHUNGEN 70

REFERATE 71

KURZNACHRICHTEN. 74

SOMMAIRE

CD 621.3.017.7 : 621.364.15

Galan, N. et *Colta, Al.* : **Le chauffage par induction des pièces métalliques, à la fréquence industrielle.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 41–47

On calcule la puissance transmise par un transfomateur à un anneau métallique posé sur la partie démontable du circuit magnétique eu vue du chauffage par induction jusqu'à une certaine température. Les calculs effectués ont été verifiés expérimentalement.

Basé sur les faits étudiés dans cet ouvrage, on peut faire une série de perfectionnements dans la construction du circuit magnètique de ce genre de transformateurs.

CD 621.315.614.4/7 : 621.3/2

Nicola, Gr. : **Nouveaux types de matériaux stratifiés à support en papier, pour des buts électrotechniques.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb. 1970, p. 47–53

On présente les études éffectuées à (au) F.C.M.E. — Bucarest en vue d'obtenir des matériaux stratifiés à support en papier ayant de bonnes propriétés dans des milieux à humidité élevée.

De même, on présente les propriétés des vernis et des papiers d'impregnation ainsi que les condition optima de pressage des matériaux stratifiés.

A la fin de l'article on spécifie les propriétés comparatives pendant le maintien dans l'eau des meilleurs matériaux stratifiés obtenus à partir des résines mélamino-formaldéhydiques, mèlamino-formaldéhydiques modifiées et epoxidiques modifiées ainsi qu 'à partir de papiers alfa céllulose et sulphate.

CD 621.315. 619. 1.001

Stere, E. : **Sables de moulage époxidiques à caractéristiques améliorées**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 54–61

On présente des sables de moulage époxidiques à caractéristiques électriques et thermiques supérieures à celles du sable de moulage à base de Dinox 110 E, utilisé actuellement en grande quantité dans l'industrie électrotechnique. On analyse l'influence de la structure des éléments components sur les propriétés des sables de moulage et l'on met en évidece la façon dont peuveut être. Améliorées certaines caractéristiques électriques et thermiques, notamment : la résistance au courants d'écoulement, la résistance à l'arc électrique, la stabilité thermique Martens et la résistence au vieillissement thermique.

CD 621.316.74 : 621.382.3

Popescu, V., Dogaru, I. et *Pop, A* . **Thermorégulateur proportionnel à thyristor.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 62–65

On décrit la réalisation d'un thermoregulateur proportionnel à thyristor, ayant les limites 100—1 300°C, un régime de fonctionnement permanent, étant destiné à certains fours de laboratoire, à résistance. On montre que le système de reglage automatique de la température est stabile et l'on présente quelques données techniques.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.316.932.011.1.001.57 :681.332.05

Curiac, Gr. : **La modélage de l'équation de commutation à l'aide d'un calculateur analogique.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 65–68

DE L'ACTIVITÉ DE RECHERCHES

CD 621.315.619.1 : 621.317.333

Lapohos, I. et *Giju Stela* : **La variation des caractéristiques diélectriques du polychlorure de vinyl, en rapport avec le traitement thermique à la fréquence de 440 kHz.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 68–69

COMPTES – RENDUS
RÉFÉRATS
BRÈVES COMMUNICATION

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 nr. 2 București, februarie, 1970

Încălzirea prin inducție a pieselor metalice la frecvența industrială

NICOLAE GALAN și ALEXANDRU GOTTA * — București

CZ 621.3.017.7 : 621.364.15

Este cunoscut faptul că una din metodele tehnologice moderne folosită pe scară largă în industrie este încălzirea prin inducție. Deși această metodă este relativ nouă, ea a căpătat în decurs de cîteva decenii o dezvoltare deosebită datorită avantajelor pe care le prezintă, găsind în același timp domenii noi de aplicare.

Dacă la început a fost folosită ca o completare a proceselor de tratament termic, fiind aplicată numai la piesele de configurație complicată, astăzi tehnica încălzirii prin inducție are un caracter industrial cu aplicație în tratamente termice, încălzire pentru forjare, sudarea tuburilor cap la cap, încălzirea dielectricilor, montaj etc. Încălzirea prin inducție satisface cerințele proceselor tehnologice moderne, deoarece asigură o producție ridicată la un preț de cost redus și se pretează la automatizări. Multe

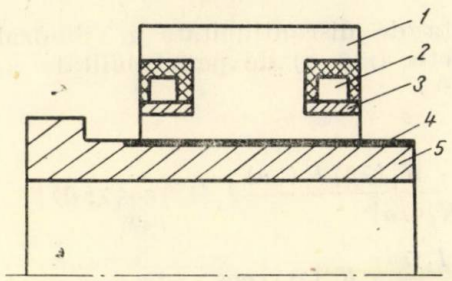


Fig. 1. Colector cu canale drepte strînse cu inele de fretare :
1 — coroana lamelelor ; *2* — inele de fretare ; *3* — izolația butucului ; *4* — butucul colectorului ; *5* — butucul colectorului.

din problemele proceselor tehnologice din construcția mașinilor electrice se rezolvă prin aplicarea încălzirii prin inducție.

În această lucrare ne vom referi la una dintre aceste probleme, și anume, strîngerea colectorului la mașinile de curent continuu cu inele de fretare aplicată la U.M.E.B. În figura 1 s-a reprezentat un tip de colector, la care strîngerea coroanei lamelelor se realizează prin presare la cald cu două inele de o parte și de alta a colectorului.

Aceste tipuri de colectoare prezintă unele avantaje prin faptul că sînt eliminate conurile de micanită care sînt scumpe, iar strîngerea care rezultă din apăsarea radială a inelelor de fretare pe coroană, prin intermediul izolației interpuse, elimină fenomenul boltirii colectorului.

Pentru o izolație stratificată, a cărei duritate este cuprinsă în limitele obișnuite, experiența a arătat că strîngerea efectivă necesară se poate lua egală chiar cu creșterea diametrului inelului încălzit la o temperatură de 300-350°C. Aceste inele de fretare se încălzesc prin inducție la frecvență industrială. Pentru încălzire, aceste inele sînt dispuse pe un jug demontabil care închide circuitul magnetic al unui transformator, astfel că inelul joacă rolul unui secundar în scurtcircuit. Date fiind dimensiunile și poziția inelului, calculul trebuie făcut diferit decît la un transformator obișnuit cu secundarul în scurtcircuit (fig. 2).

În figura 2 este reprezentată, în principiu, o astfel de instalație pentru încălzirea inelelor de fretare. Interesează în acest caz puterea necesară transmisă inelului pentru a atinge temperatura dorită.

1. Calculul puterii transmise inelului încălzit prin inducție

Așa cum se arată în figura 2, inelul este plasat pe jugul demontabil care este parcurs de fluxul variabil în timp Φ_0 dat de înfășurarea primară dispusă pe circuitul magnetic, similar cu înfășurarea primară a unui transformator monofazat ; acest flux Φ_0 induce o tensiune electromotoare în inel.

* Ing. *N. Galan* este șef de lucrări la catedra de Mașini Electrice din I.P.B., iar ing. *A. Gotta* este inginer principal la Serviciul tehnolog șef din U.M.E.B.

Înfășurarea primară și inelul formează cele două înfășurări ale unui transformator monofazat, avînd înfășurarea secundară în scurtcircuit. La prima vedere s-ar putea crede că pentru rezolvarea acestei probleme s-ar putea aplica fără dificultăți ecuațiile transformatorului monofazat, în realitate însă reactanțele care intervin în aceste ecuații nu pot fi calculate ca la transformatoarele obișnuite datorită poziției și dimensiunilor celor două înfășurări. De aceea, calculul va fi condus pe o cale puțin diferită. Dat fiind că înălțimea inelului este mult mai mică decît lungimea jugului demontabil rezultă că sistemul format din inel și jugul demontabil poate fi echivalent cu o spiră coaxială cu un cilindru feromagnetic foarte lung

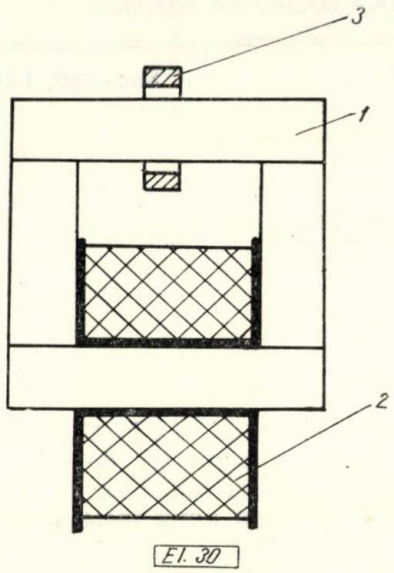


Fig. 2. Transformatorul pentru încălzire prin inducție :
1 – jug demontabil; *2* – bobina primară; *3* – inelul de fretare.

de conductivitate $\sigma = 0$ și vom considera $\mu_{Fe} = \infty$. Prin acest cilindru feromagnetic este stabilit fluxul Φ_0, așa cum este arătat în figura 3.

Interesează fluxul de reacție produs de curentul care parcurge spira; vom presupune că acest curent $\underline{I}_s$ este cunoscut. Potențialul vector al sistemului fizic din figura 3 este cunoscut pentru cazul unei bobine de înălțime $2h$ și de grosime foarte mică [6].

Să considerăm spira de dimensiuni $2h \times 2\Delta_1$ și parcursă de curentul I_s uniform repartizat pe o secțiune echivalentă $2h \times 2\Delta$, a cărui rază medie este b, adică pe această suprafață densitatea de curent este constantă. Această secțiune echivalentă, poate fi calculată ușor în cazurile practice : astfel, la efect pelicular net $2\Delta \to \delta$ unde δ este adîncimea de pătrundere și care este de ordinul milimetrilor, iar inelul se poate considera de grosime foarte mică; la efect pelicular slab, $\delta > 2\Delta_1$, se poate lua $2\Delta = 2\Delta_1$. Vom face calculul în acest din urmă caz, deoarece este mai general :

$$\underline{J}_s = \frac{\underline{I}_s}{4h\Delta}. \tag{1}$$

Utilizînd rezultatele din lucrările [4], [6], și avînd în vedere dimensiunile finite ale inelului, potențialul vector are următoarele expresii corespunzătoare domeniilor separate de

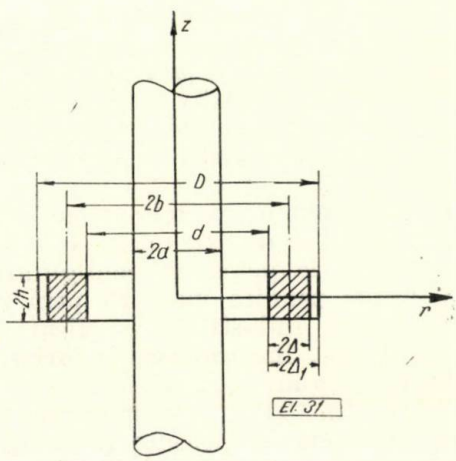


Fig. 3. Spiră coaxială cu cilindru feromagnetic corespunzătoare inelului respectiv jugului.

suprafața de discontinuitate a cilindrului feromagnetic ($r = a$) de permeabilitate $\mu_{Fe} = \infty$ și $\sigma = 0$:

$$\underline{A}_i = \frac{2\mu_0 \underline{J}_s}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \lambda h}{\lambda} \int_{b-\Delta}^{b+\Delta} RK_1(\lambda R)\, \mathrm{d}R \, \frac{I_1(\lambda a)\, K_1'(\lambda a) - K_1(\lambda a)\, I_1'(\lambda a)}{I_1(\lambda a)\, K_1'(\lambda a)} I_i(\lambda r) \cos \lambda z \, \mathrm{d}\lambda \qquad (r \leqslant a)$$

$$\underline{A}_e = \frac{2\mu_0 \underline{J}_s}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \lambda h}{\lambda} \int_{b-\Delta}^{b+\Delta} RK_1(\lambda R)\, \mathrm{d}R \left[I_1(\lambda r) - \frac{I_1'(\lambda a)}{K_1'(\lambda a)} K_1(\lambda r) \right] \cos \lambda z \, \mathrm{d}\lambda \qquad (a \leqslant r \leqslant b) \tag{2}$$

Interesează fluxul total prin inelul produs de curentul $\underline{I}_s$, adică fluxul prin suprafața circulară din planul $z = 0$, mărginită de inel (S_Γ).

$$\Phi_s = \int_{S_\Gamma} \overline{B}\, \overline{\mathrm{d}s} = \int_{S_\Gamma} \mathrm{rot}\, \overline{A}\, \overline{\mathrm{d}s} = \int_{\Gamma} \overline{A}\, \overline{\mathrm{d}l} \tag{3}$$

unde Γ este cercul de rază $b - \Delta$; cum însă $\overline{A} = \overline{A}_e \| \overline{\mathrm{d}l}$ și constant pe lungimea cercului, rezultă:

$$\Phi_s = 2\pi (b - \Delta)(\underline{A}_s) \underset{z=0}{r} = b - \Delta =$$

$$= 2\pi (b-\Delta) \frac{2\mu_0 \underline{J}_s}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin \lambda h}{\lambda} \int_{b-\Delta}^{b+\Delta} RK_1(\lambda R) dR \Big[I_1(\lambda b - \lambda\Delta) - \frac{I_1'(\lambda a)}{K_1'(\lambda a)} K_1(\lambda b - \lambda\Delta) \Big] d\lambda. \quad (4)$$

Cunoscînd relațiile de recurență a funcțiilor Bessel modificate :

$$\lambda a\, I_1'(\lambda a) = \lambda a\, I_0(\lambda a) - I_1(\lambda a)$$

$$\lambda a\, K_1'(\lambda a) = -\lambda a\, K_0(\lambda a) - K_1(\lambda a), \quad (5)$$

aproximînd integrala $\int_{b-\Delta}^{b+\Delta} R\, K_1(\lambda R)\, dR$, după regula lui Simpson :

$$\int_{b-\Delta}^{b+\Delta} R\, K_1(\lambda R)\, dR \approx \frac{2\Delta}{6} [(b+\Delta) K_1(\lambda b + \lambda\Delta) + 4\, b\, K_1(\lambda b) + (b-\Delta) K_1(\lambda b - \lambda\Delta)] \quad (6)$$

și ținînd seamă de relația (1), formula (4) devine :

$$\Phi_s = b(1-n) \frac{\mu_0 \underline{I}_s}{3} \int_0^\infty \frac{\sin px}{px} [(1+n) K_1(x+nx) + 4 K_1(x) + (1-n) K_1(x-nx)] \Big[I_1(x-nx) + \frac{mx\, I_0(mx) - I_1(mx)}{mx\, K_0(mx) + K_1(mx)} K_1(x-nx) \Big] dx \quad (7)$$

unde s-a notat :

$$p = \frac{h}{b}\,;\; n = \frac{\Delta}{b}\,;\; m = \frac{a}{b} \text{ și } x = \lambda b.$$

După cum se constată din formula (7), integrala este greu de efectuat prin procedee obișnuite, se constată că această integrală depinde de trei parametri m, n, p deci fluxul Φ_s mai poate fi pus sub forma :

$$\Phi_s = \frac{\mu_0 \underline{I}_s}{3} b(1-n)\, \psi(m, n, p). \quad (8)$$

Funcția $\psi(m, n, p)$ este o funcție reală și este reprezentată în figura 4. Se dă dependența lui $\psi(m, n, p)$ numai de m pentru n, $p \leqslant 0{,}05$.

Aplicînd legea inducției electromagnetice pe un contur ce urmărește suprafața interioară a inelului, se obține :

$$R_s \underline{I}_s = -\mathrm{j}\omega (\underline{\Phi}_s + \underline{\Phi}_0), \quad (9)$$

sau

$$R_s \underline{I} + \mathrm{j}\omega \frac{\mu_0 \underline{I}_s}{3} b(1-n)\, \psi(m, n, p) + \mathrm{j}\omega \Phi_0 = 0 \quad (10)$$

rezultă :

$$\underline{I}_s = -\frac{\mathrm{j}\omega \Phi_0}{R_s + \mathrm{j}\omega \frac{\mu_0}{3} b(1-n)\psi(m, n, p)}. \quad (11)$$

În această expresie toate elementele sînt cunoscute sau pot fi ușor calculate.

Puterea consumată de spiră va fi :

$$P_s = R_s I_s^2 = R_s \frac{(\omega \Phi_0)^2}{R_s^2 + \left[\omega \frac{\mu_0}{3} b(1-n)\, \psi(m, n, p) \right]^2} \quad (12)$$

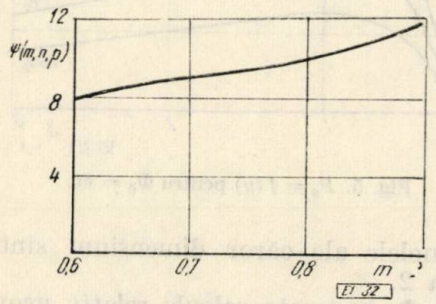


Fig. 4. $\psi(m, n, p)$ reprezentată în funcție de m pentru n, $p < 0{,}05$.

unde :

$$X_s = \frac{\omega \mu_0}{3} b(1-n)\, \psi(m, n, p) \quad (13)$$

și reprezintă reactanța proprie a inelului.

La dimensiuni ale circuitului magnetic și ale inelului date, reactanța proprie X_s este constantă; din cauza temperaturii, însă rezistența inelului R_s variază în limite destul de mari, de aceea, prezintă interes variația puterii P_s funcție de rezistența R_s. Expresia (12) mai poate fi pusă sub forma :

$$P_s = \frac{(\omega \Phi_0)^2}{X_s} \frac{y}{1+y^2} = P_{sm} \frac{2y}{1+y^2}. \quad (14)$$

Reactanța proprie a spirei X_s se calculează cu relația (13), iar rezistența se calculează cu una din următoarele expresii :

$$R_s = \frac{\pi b}{h\delta} \rho \quad (15)$$

pentru corpuri feromagnetice;

$$R_s = \frac{\pi b}{2\Delta_1 h} \rho \quad (16)$$

pentru corpuri neferomagnetice.

Relația (14) este reprezentată în figura 5.

Prin urmare spre inel se transmite o putere maximă cînd $y = 1$, adică $R_s = X_s$.

Pentru inele realizate din materiale feromagnetice, cum ar fi oțelul, raportul $y \approx 15$, deci se poate neglija reactanța X_s^2 față de R_s^2 adică $y^2 + 1 \approx y^2$, și deci :

$$P_s \cong \frac{(\omega \Phi_0)^2}{R_s}, \quad (17)$$

iar pentru inele realizate din materiale neferomagnetice, raportul $y \approx 0{,}4$ și deci, în acest caz, se aplică formula (13) unde X_s se calculează pe baza curbei din figura 4. Aceste aprecieri sînt valabile

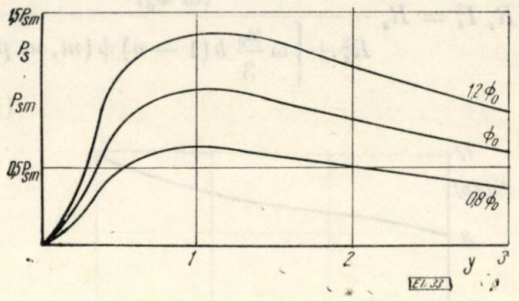


Fig. 5. $P_s = f(y)$ pentru $\Phi_0 = ct.$

pentru inelele ale căror dimensiuni sînt date în tabela 2.

Fluxul Φ_0 se poate calcula relativ ușor aplicînd legea inducției electromagnetice pentru circuitul primar la funcționarea în gol (fără inel pe jugul demontabil)

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_{10} + j X_{\sigma 1} \underline{I}_{10} + j \omega w_1 \underline{\Phi}_0. \quad (18)$$

Dacă curentul de mers în gol este relativ mic se pot neglija căderile de tensiune rezistivă și inductivă și se obține:

$$\underline{U}_1 \simeq j \omega w_1 \underline{\Phi}_0 \quad (19)$$

Înlocuim (19) în (14) și se obține:

$$P_a \simeq \frac{U_1^2}{w_1^2 X_s} \cdot \frac{y}{1 + y^2}. \quad (20)$$

Pentru inele din materiale feromagnetice, expresia (17) devine:

$$P_s \simeq \frac{U_1^2}{w_1^2 R_s}. \quad (21)$$

Expresiile (20) și (21) permit un calcul operativ al puterii transmise inelului de încălzit.

La U.M.E.B. s-au făcut încercări pentru mai multe inele realizate din oțel. Din măsurători a rezultat o anumită putere transmisă inelului; calculată această putere cu expresia (21) rezultă o concordanță bună. Deoarece inelele sînt din oțel, va fi o refulare netă, de aceea $2\Delta = \delta$.

Se știe că adîncimea de pătrundere are următoarea expresie:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu_0 \mu_r}} = \sqrt{\frac{2 \rho_0 (1 + \alpha_\rho \theta)}{\omega \mu_0 \mu_r}} = \delta_0 \sqrt{1 + \alpha_\rho \theta} \quad (22)$$

astfel că formula (21) devine:

$$P_v = \left(\frac{U_1}{w_1}\right)^2 \frac{h \delta}{\pi b \rho} = \frac{P_{s0}}{\sqrt{1 + \alpha_\rho \theta}} \quad (23)$$

deoarece $\rho = \rho_0 (1 + \alpha_\rho \theta)$, pentru oțel $\alpha_\rho = 0{,}00625 \cdot 1/°C$.

Problema mai dificilă este aproximarea permeabilității relative μ_r. În practica încălzirii prin inducție se utilizează pentru determinarea permeabilității relative a oțelurilor o formulă empirică [7]:

$$\mu_r = \frac{1}{10^{-3} + 7 \cdot 10^{-5} H_0}, \quad (24)$$

unde H_0 este valoarea eficace a cîmpului magnetic la suprafața inelului, care se află în vecinătatea jugului demontabil, în A/cm.

Deoarece se cunosc datele transformatorului la mersul în gol și mersul în sarcină, se poate determina cu ajutorul acestor date curentul I_s din inel pe baza relației:

$$\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_s = \underline{I}_{10} w_1. \quad (25)$$

Pe baza diagramei de fazori din figura 6 se poate determina curentul I_s care este refulat

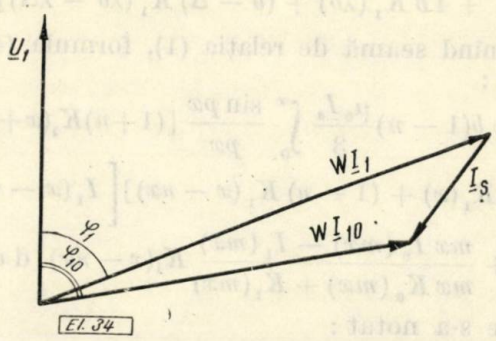


Fig. 6. Diagrama fazorială a solenațiilor.

spre suprafața interioară a inelului pe o adîncime de ordinul a 1 mm.

Aplicînd legea circuitului magnetic pe o curbă așa cum se indică în figura 7, rezultă, pentru

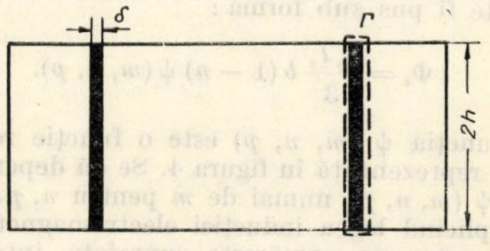


Fig. 7. Adîncimea de pătrundere și curba Γ pentru inelul studiat.

cîmpul magnetic H_0, relația aproximativă:

$$H_0 = \frac{I_s}{2h} \quad (26)$$

și în felul acesta putem utiliza relația (24) pentru determinarea permeabilității relative.

Cu relația (22) se calculează adîncimea de pătrundere și rezistența spirei, cu (15).

În tabela 1 se dau datele experienței la mersul în gol precum și parametrii înfășurării primare.

Tabela 1

U, V	P_0, W	I_{10}, A	$\cos\varphi_{10}$	$R_{1(20)}$	$R_{1(75)}$	X_1	W_1
220	180	9,4	0,087	0,4	0,5	0,7	195

Variația de tensiune va fi:

$$\Delta U \approx R_1 I_{10} \cos \varphi_{10} + I_{10} X_{\sigma_1} \sin \varphi_{10} \approx 7 \text{ V},$$

deci:

$$\frac{\Delta U}{U_1} \% \approx 3\%,$$

prin urmare, chiar la un asemenea curent de mers în gol, aproximarea formulei (18) prin (19) este justificată. Această aproximație trebuie verificată întotdeauna calculînd ΔU.

Cu relația (21) se calculează puterea transmisă inelului care este foarte apropiată de puterea P_s dedusă din datele experimentale pe baza următoarelor relații:

$$P_s = P_1 - P_0 + R_1 I_{10}^2 - R_1 I_1^2. \quad (27)$$

La calculul puterii P_s corespunzătoare datelor finale s-a ținut seamă de variația rezistenței R_1 cu temperatura. Calculele și datele experimentale sînt sintetizate în tabela 2.

2. Încălzirea în timp a inelelor

La încălzirea inelelor de fretare trebuie ca puterea specifică să fie relativ mică pentru ca durata de încălzire să fie suficient de mare, spre a permite propagarea căldurii în întreaga masă a inelului, de asemenea, la inelele din oțel puterea fiind concentrată la suprafața inelului conduce la temperaturi înalte în această regiune, în cazul puterilor specifice mari.

Deoarece inelele de fretare se încălzesc la temperaturi de ordinul a 350 °C, constantele fizice ale materialului, cum ar fi rezistivitatea, căldura specifică etc., variază în limite largi, creșterea temperaturii în timp nu mai este descrisă de o funcție simplă $\theta = f(t)$.

După cum este cunoscut, puterea P_s transmisă inelului în intervalul de timp dt se transformă în căldură, din care o parte este transmisă în exterior prin convecție și radiație, iar restul conduce la ridicarea temperaturii inelului.

În practica încălzirii prin inducție pentru pierderile de căldură prin convecție naturală se folosește relația:

$$P_c = 1{,}86\ \theta^{1{,}25}\ \text{W/m}^2 \quad (28)$$

și pentru pierderile de căldură prin radiație:

$$P_r = 5{,}72\ K_r \left[\left(\frac{273 + \theta_0 + \theta}{1000}\right)^4 - \left(\frac{273 + \theta_0}{1000}\right)^4\right], \quad (29)$$

unde, pentru suprafața oxidată a unei piese de oțel, $K_r = 0{,}8 - 0{,}95$, iar θ_0 este temperatura mediului ambiant.

Deci, pentru intervalul de timp dt, potrivit primului principiu al termodinamicii, se poate scrie:

$$P_s\, dt = c G\, d\theta + (S_1 P_c + S_2 P_r)\, dt, \quad (30)$$

unde S_1 este suprafața prin care se cedează căldura prin convenție și S_2 suprafața prin care se cedează căldură prin radiație, de obicei $S_1 = S_2$.

Din relația (30) se observă că funcția $\theta = f(t)$ este greu de găsit, avînd în vedere că și $P_s = f(\theta)$.

În figura 8 este reprezentată funcția $\theta = f(t)$ după datele experimentale.

Ecuația (30) este integrată pentru unele cazuri particulare; însă cu ajutorul acestei relații se poate calcula randamentul termic definit ca raportul dintre cantitatea de căldură folosită pentru încălzirea piesei și cantitatea de căldură totală produsă în piesă:

$$\eta_t = \frac{c G\, d\theta}{P_s\, dt} = \frac{P_s - S_1 P_c - S_2 P_r}{P_s}. \quad (31)$$

Tabela 2

Nr. inelului	Dimensiunile și greutatea inelelor						Date experimentale și rezultate								Date calculate				
	D, mm	d, mm	h, mm	$2\Delta_1$, mm	G_1 g	U_1, V	I_1, A		P_1 W		$\cos\varphi_1$		P_s, W		I_s, A	H_0, A/cm	μ_r	P_s W	
							inițial	final	inițial	final	inițial	final	inițial	final				inițial	final
1	108	95	12	6,5	180	220	9,6	9,08	620	444	0,294	0,222	438,5	258,2	400	334	411	470	268
2	129	117	14	6	230	220	9,5	9	624	434	0,298	0,22	443,3	248,7	420	300	456	425	242
3	174	155	18	8,5	670	220	11	9,35	620	420	0,256	0,204	431,3	224	470	288	471	407	233

Avîndu-se în vedere relațiile (28) și (29), atunci (31) devine:

$$\eta_t = 1 - \frac{1{,}86\,S_1}{P_s}\theta^{1,25} - \frac{5{,}72\,K_r S_2 \cdot 10^4}{P_s}\left[\left(\frac{273+\theta_0+\theta}{1000}\right)^4 - \left(\frac{273+\theta_0}{1000}\right)^4\right]. \quad (32)$$

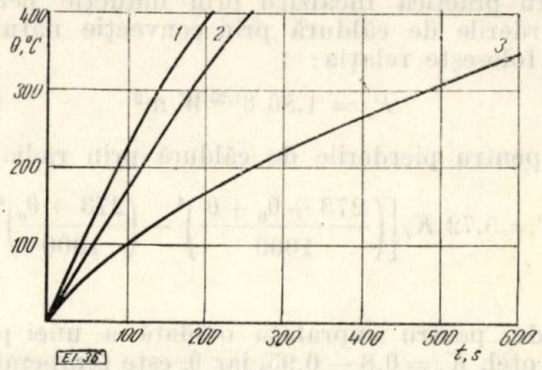


Fig. 8. $\theta = f(t)$ ridicate experimental pentru inelele din tabela 2.

Pentru cazul tratat, randamentul termic devine:

$$\eta_t = 1 - \frac{1{,}86\,S_1}{P_{s0}}\theta^{1,25}\sqrt{1+\alpha_\rho\theta} - \frac{5{,}72\,K_r S_2}{P_{s0}}10^4\sqrt{1+\alpha_\rho\theta}\left[\left(\frac{273+\theta_0+\theta}{100}\right)^4 - \left(\frac{273+\theta_0}{1000}\right)^4\right] = 1 - A\,\theta^{1,25}\sqrt{1+\alpha_\rho\theta} - B\sqrt{1+\alpha_\rho\theta}\left[\left(\frac{273+\theta_0+\theta}{1000}\right)^4 - \left(\frac{273+\theta_0}{1004}\right)^4\right]. \quad (33)$$

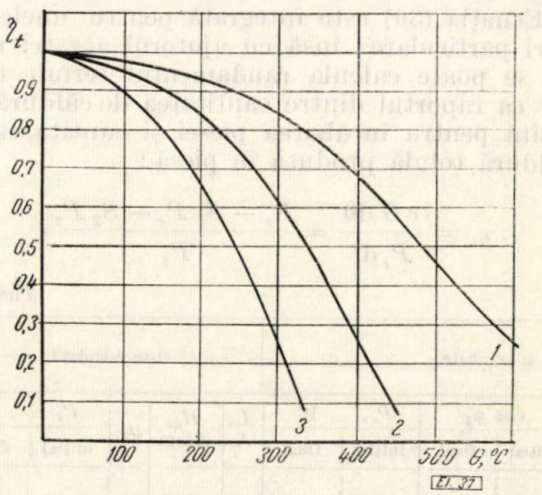


Fig. 9. $\eta_t = f(\theta)$ pentru:
1) $A = 0{,}2 \cdot 10^{-4}$, $B = 0{,}57$; 2) $A = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$, $B = 1{,}37$; 3) $A = 1 \cdot 10^{-4}$, $B = 2{,}77$.

Este interesant de observat că $\eta_t = 1$ pentru $\theta = 0$ și scade o dată cu creșterea temperaturii θ care este funcție de timp, deci randamentul η_t scade în timp.

În figura 9 este reprezentată variația randamentului termic, funcție de temperatură.

3. Consecințe cu privire la proiectarea transformatorului

Din considerente tehnologice și din constantele fizice ale materialului se determină temperatura la care trebuie încălzit inelul și timpul necesar pentru realizarea acestei temperaturi.

Cunoscînd dimensiunile inelului se pot calcula parametrii inelului, adică R_s și X_s. Luîndu-se o valoare aproximativă pentru m, parametrii pot fi calculați cu destulă exactitate. Cu ajutorul curbelor din figura 9 se determină în mod aproximativ puterea P_s ce trebuie transmisă inelului, astfel ca randamentul termic să fie acceptabil.

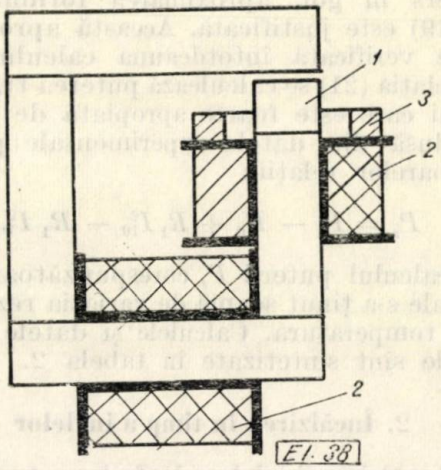


Fig. 10. Schița transformatorului care a fost experimentat:
1 — jug; 2 — bobina primară; 3 — inelul de fretare.

Apoi după (17) și (19) se determină fluxul Φ_0 calculîndu-se dimensiunile preliminare ale circuitelor magnetice corespunzătoare acestui flux.

Trebuie subliniat că circuitul magnetic trebuie să aibă jugul demontabil dispus ca în figura 2, pentru a micșora întrefierul în zona de contact dintre jugul demontabil și coloanele transformatorului.

La U.M.E.B. s-a realizat transformatorul cu jugul demontabil, așa cum este indicat în figura 10; la această construcție întrefierul este mare pentru o manevrare ușoară, de aceea curentul de mers în gol este foarte mare, așa cum se observă din tabela 1.

La o astfel de construcție întrefierul nu poate fi micșorat sub o anumită limită, pe cînd în cazul construcției din figura 2, întrefierul poate fi neglijabil în cazul unei tehnologii corespunzătoare.

4. Concluzii

— În lucrare s-a calculat cîmpul magnetic produs de o spiră parcursă de curentul I_s, ceea ce a permis calculul inductivităţii proprii.

— Cunoscînd parametrii spirei X_s şi R_s s-a calculat puterea transmisă spirei P_s în funcţie de fluxul Φ_0. Fluxul Φ_0 s-a exprimat în funcţie de tensiunea aplicată la bornele primare şi astfel puterea P_s, cu o aproximaţie suficient de bună, este exprimată în funcţie de tensiunea şi de parametrii spirei. Datele experimentale verifică formula cu o abatere de aproximativ 5%.

— Cunoscînd puterea necesară P_s pentru încălzirea inelului se determină din (17) fluxul Φ_0 şi astfel se pot determina dimensiunile circuitului magnetic.

— Din analiza procesului termic s-a dedus o expresie generală pentru randamentul termic ale cărui valori indică posibilitatea încălzirii piesei prin inducţie.

— Randamentul termic poate fi calculat chiar dacă dependenţa de temperatură a puterilor P_s, P_c şi P_r este reprezentată de funcţii mai complicate.

$\theta = f(t)$ se determină mult mai greu, există însă posibilitatea ca această funcţie să fie determinată prin metode aproximative pentru cazurile concrete.

Bibliografie

[1] *Simpson, P. G.* Induction Heating. New York — Toronto — London McGraw Hill Book Company, 1960.

[2] *Beji Szabo Dezsö.* Indukcios hebitës. Budapest, Müszoki Könyvkiado, 1965.

[3] *Hortopan, Gh.* Utilizarea energiei electrice, vol. 1, Bucureşti, Institutul Politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej", 1960.

[4] *Smythe, R. W.* Static and Dynamic Electricity, New York — Toronto — London, 1950.

[5] *Cotta, Al.* Studii privind construcţia şi tehnologia fabricaţiei de colectare. In: Electrotehnica 8, nr. 1, ianuarie 1960, pag. 11—19.

[6] *Flueraşu, C.* şi *Galan, N.* Curenţi induşi de o bobină circulară în conductor cilindric. In: Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică 16, nr. 2, 1966, p. 237—255.

[7] *Vazaca, C.* Încălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă, Bucureşti, Editura Academiei, 1956.

[8] *Zeitsch, K. J.* Verfahren zur Behandlung der induktiven Erwärmung zylindrischer Systeme mit beliebig radiusanhëngigen elektrischer Leitfähigkeit. In: Elektro-Wärme 26, nr. 7, iulie 1968.

[9] *Galan, N.* Calculul puterii transmise corpurilor cilindrice încălzite prin inducţie. In: Electrotehnica, 16, nr. 1, ianuarie 1968, p. 3—9.

[10] *Galan, N.* Cîmpul electromagnetic în piesele mărginite de suprafeţe plane încălzite prin inducţie. Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, tomul 18, nr. 3, 1968, p. 661—671.

Intrat în redacţie la 1. IV. 1969

Noi tipuri de materiale stratificate cu suport pentru scopuri electrotehnice

GRIGORE NICOLA* — Bucureşti

CZ 621.315.614.4/7 : 621.313

În prezent, la Fabrica de cabluri şi materiale electroizolante F.C.M.E. — Bucureşti se fabrică trei tipuri de materiale stratificate cu suport sulfat şi cu răşini fenoloformaldehidice sau fenoloformaldehidice modificate. Acestea, conform STAS 7144-69, sînt denumite „Straticel SH" (SH1, SH2, SH3). Industria noastră constructoare de aparate electrice necesită şi alte tipuri de materiale stratificate cu suport hîrtie care să se comporte bine la ştanţare şi să posede bune proprietăţi în medii cu umiditate ridicată şi în medii chimice.

De asemenea pentru materiale folosite în telefonie, radio şi televiziune este necesar ca acestea, pe lîngă proprietăţile enunţate mai înainte, să aibă şi pierderi dielectrice scăzute la frecvenţe înalte. Asemenea materiale stratificate se fabrică în S.U.A., Anglia, Franţa, sub diferite denumiri comerciale. În tabela 1, se prezintă proprietăţile materialelor stratificate fabricate în Franţa [1].

Pentru fabricarea materialelor stratificate se folosesc hîrtii impregnate cu diferite răşini termoreactive. Cel mai utilizat tip de hîrtie pentru fabricarea materialelor stratificate este hîrtia tip sulfat cunoscută în alte ţări şi sub denumirea de hîrtie kraft [2]. Aceasta se utilizează pentru fabricarea materialelor stratificate la care se cere înaltă rezistenţă mecanică combinată cu preţul scăzut al produsului [2].

Alt tip de hîrtie cu rezistenţă mecanică inferioară hîrtiei sulfat obţinută din celuloză purificată este hîrtia alfa celuloză [2]. Aceasta se utilizează la fabricarea materialelor stratificate la care se cere o structură omogenă, un aspect frumos, bune proprietăţi electrice precum şi o excelentă prelucrabilitate [2].

*) *Gr. Nicola* este inginer principal la F.C.M.E.

Tabela 1

Proprietăţile materialelor stratificate cu suport hîrtie fabricate de Firma Drouet-Franţa [2]

Denumirea caracteristicii	XP	XXP	XXXP	X XXPc
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²				
— longitudinal	1 250	950	650	700
transversal	750	650	550	600
Rezistenţa .la încovoiere, kgf/cm²				
— perpendicular pe straturi	1 600	1 700	1 250	1 400
— paralel cu straturile	1 250	1 700	1 000	1 200
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²	1 850	2 250	1 800	2 000
Rigiditatea dielectrică, kV/mm				
— în condiţii normale	36	24	32	26
— la temperatura de 90°C	30	18	30	24
Încercarea la tensiune, 1 min kV/mm				
— în condiţii normale	30	26	24	—
— la temperatura de 90°C	22	10	22	—
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω				
— în condiiţii normale	1.10^{11}	5.10^{11}	8.10^{11}	1.10^{12}
— după menţinere 24 ore în apă	2.10^{9}	3.10^{9}	1.10^{11}	1.10^{11}
Rezistivitatea de volum, Ω cm				
— în condiţii normale	4.10^{11}	5.10^{11}	1.10^{23}	1.10^{13}
— după menţinere 24 ore în apă	2.10^{9}	5.10^{10}	1.10^{13}	1.10^{12}
Tangenta unghiului de pierderi la 1 MHz				
— în condiţii normale	0,062	0,055	0,035	0,037
— după menţinere 24 ore în apă	0,210	0,065	0,038	0,39
Constanta dielectrică la 1 MHz				
— în condiţii normale	4,0	4,5	3,9	4,2
— după menţinere 24 ore în apă	4,5	4,7	4,1	4,3

O altă hîrtie, cu proprietăţi mecanice intermediare între hîrtia sulfat şi hîrtia alfa celuloză este hîrtia de bumbac, care mai este cunoscută şi sub denumirea de hîrtie şifon [3]. Cu această hîrtie se obţin materiale stratificate cu înalte caracteristici mecanice precum şi o absorbţie de apă scăzută [2], [3] [4]. Ca lianţi pentru fabricarea acestor tipuri de materiale stratificate se folosesc rășinile fenolo sau crezoloformaldehidice [2], [3], epoxidice [2], [5], şi epoxidice modificate [3], [4]. În cazul în care se doreşte obţinerea de materiale stratificate

Tabela 2

Proprietăţile principale ale materialelor stratificate cu diferite rășini

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Rășină crezolică Hîrtie de impregnare S	Rășină crezolică Hîrtie de impregnare A	Rășină melaminoformaldehidică Hîrtie de impregnare S	Rășină melaminoformaldehidică modificată** Hîrtie de impregnare A	Rășină epoxidică Hîrtie de impregnare A	Rășină epoxidică Hîrtie de impregnare S	Rășină epoxidică modificată Hîrtie de impregnare A
Absorbţia de apă, %	*	2,63	1,85	0,97	0,58	0,85	0,47	0,45	0,35	0,68	0,48
— după menţinere o zi											
— după menţinere patru zile		4,25	2,37	1,45	1,26	1,26	1,06	1,63	1,38	1,94	1,36
Rezistivitatea de volum, Ω cm	STAS 6107—59										
— în condiţii normale		$7,5.10^{12}$	$6,5.10^{12}$	1.10^{14}	$3,4.10^{14}$	$1,5.10^{14}$	$6,5.10^{14}$	$3,5.10^{14}$	$6,1.10^{14}$	$6,7.10^{13}$	$6,3.10^{14}$
— după menţinere o zi în apă		$3,1.10^{11}$	$6,1.10^{11}$	3.10^{13}	$1.3.10^{14}$	$3,6.10^{13}$	$2,6.10^{13}$	$1,8.10^{13}$	$1,3.10^{14}$	$3,1.10^{12}$	$2,6.10^{13}$
— după menţinere patru zile în apă		$1,7.10^{3}$	$3,7.10^{10}$	8.10^{12}	$9,7.10^{13}$	$1,1.10^{14}$	$9,8.10^{12}$	$7,6.10^{11}$	$6,8.10^{12}$	$8,6.10^{11}$	$3,3.10^{12}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	STAS 2740—60										
— în condiţii normale		0,0865	0,0675	0,0128	0,0103	0,0101	0,0087	0,0165	0,0067	0,0198	0,0086
— după menţinere o zi în apă		0,1360	0,980	0,0263	0,0167	0,0246	0,0090	0,5560	0,1050	0,0455	0,0099
— după menţinere patru zile în apă		0,1770	0,3520	0,0467	0,0367	0,0365	0,0187	0,7370	0,3430	0,2890	0,0135
Condiţii de presare **											
— temperatura, °C		150±5	150±5	130±5	135±5	135±5	135±5	145±5	145±5	145±5	145±5
— presiune specifică, kgf/cm²											
— iniţial, min/pres.		5/80	5/80	5/20	5/20	5/20	5/20	5/20	5/20	5/20	5/20
— final (restul timp), min/pres.		,,,	,,,	5/80	5/80	5/80	5/80	5/80	5/80	5/80	5/80
Caracteristicile hîrtiilor impregnate											
— conţinut în rășină, %		50—55	50—55	55—60	55—60	55—60	55—60	55—60	55—60	55—60	55—60
— substanţe volatile, %		5—7	5—7	5—7	5—7	5—7	5—7	1,5—3	1,5—3	1,5—3	1,5—3

* Determinări pe epruvete 50×50 mm de grosime 1,3—1,7 mm.
** Condiţii optime rezultate din încercări.

cu rezistență la arcul electric se folosesc rășinile melaminoformaldehidice [2] și epoxidice speciale [6].

Lucrări experimentale de laborator

Lucrările efectuate au avut ca scop obținerea de materiale stratificate care să satisfacă cerințele enunțate mai înainte. Pentru obținerea unor astfel de materiale stratificate s-a elaborat o serie de rețete de lacuri de impregnare avînd la bază rășinile crezoloformaldehidică, melaminoformaldehidică și rășina epoxidică Dinex 040, fabricată de Intreprinderea Getica București.

Ca suporturi pentru fabricarea materialelor stratificate s-au folosit următoarele tipuri de hîrtii de impregnare :

— hîrtie sulfat, notată în prezenta lucrare cu litera *S*, produsă de Fabrica de hîrtie Bușteni, cu următoarele caracteristici :

— grosime,	0,123 mm,
— absorbția de apă capilară,	41,000 mm,
— umiditate,	7%,
— cenușă,	0,8%,
— sarcină la rupere	
longitudinal,	5,500 kgf,
transversal,	4,600 kgf,

— hîrtie alfa celuloză notată cu litera A, cu următoarele caracteristici :

— grosime,	0,180 mm,
— absorbție de apă capilară,	48,00 mm,
— umiditate,	8,4%,
— sarcina la rupere	
în stare uscată	
longitudinal,	3,5 kgf,
transversal,	2,1 kgf,
în stare umedă	
longitudinal,	0,400 kgf,
transversal,	0,100 kgf.

Acestea s-au impregnat cu lacuri preparate în laborator, avînd la bază rășinile indicate în tabela 2. În această tabelă se prezintă proprietățile principale ale materialelor stratificate obținute cu rășinile indicate în aceeași tabelă. Din tabela 2 se constată că cele mai bune proprietăți se obțin cu rășinile melaminoformaldehidice, melaminoformaldehidice modificate și epoxidice modificate.

Pentru a se constata modul de variație al proprietăților materialelor stratificate într-un timp mai îndelungat decît acela indicat în tabela 2, hîrtiile cu carcateristicile indicate mai înainte s-au impregnat cu lacurile obținute din rășinile care au oferit cele mai bune proprietăți în condiții normale și după menținere în apă.

În cele ce urmează se prezintă caracteristicile lacurilor de impregnare, modul de obținere al materialelor stratificate, precum și proprietățile materialelor stratificate.

Lac de impregnare melaminoformaldehidic, preparat din rășină melaminoformaldehidică, notat cu *MF*, cu următoarele caracteristici :

— conținut în substanțe nevolatile,	54—55%;
— solubilitatea în apă,	1/5 p;
— durata de utilizare a lacului la temperatura de 25—30°C,	3 luni.

Lacul melaminoformaldehidic s-a folosit la impregnarea hîrtiilor menționate mai înainte, obținîndu-se următoarele tipuri de materiale :

— materiale stratificate cu suport hîrtie sulfat, notate cu MFS;

— materiale stratificate cu suport hîrtie alfa celuloză, notate cu MFA.

Modul de obținere a materialelor stratificate a fost următorul :

Hîrtiile s-au tăiat la dimensiunile de 225×250 mm, s-au impregnat apoi cu lacul de impregnare. S-au lăsat la temperatura camerii 25 minute și s-au uscat într-o etuvă la temperatura de 105-110°C, timp de 10 minute. După uscare hîrtiile au avut următoarele caracteristici :

— conținut în rășină uscată,	55—60%;
— substanțe volatile,	5—7%;

Presarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat în următoarele condiții :

— temperatura de presare,	125±5° C;
— timp de presare,	90 s/mm;
— presiune specifică	
inițial timp de 5 minute,	20 kgf/cm²;
restul timpului,	75 kgf/cm.

Proprietățile materialelor stratificate obținute sînt prezentate în tabela 3.

Lac de impregnare melaminoformaldehidic, modificat, preparat din rășină melaminoformaldehidică modificată, notat cu MFF, cu următoarele caracteristici :

— conținut în substanțe nevolatile,	44—45%;
— solubilitatea în alcool,	1/5 p;
— durata de utilizare la temperatura de 25—30°C,	6 luni.

După cum s-a arătat în lucrarea [7], s-a ales acest lac în vederea micșorării contracției la presare a materialului stratificat.

Lacul melaminoformaldehidic modificat s-a folosit la impregnarea hîrtiilor mai înainte menționate, obținîndu-se următoarele tipuri de materiale :

— materiale stratificate cu suport hîrtie sulfat, notate cu MFFS;

— materiale stratificate cu suport hîrtie alfa celuloză, notate cu MFFA.

Modul de obținere al materialelor stratificate a fost următorul : hîrtiile s-au tăiat la dimensiunile de 225 × 250 mm, s-au impregnat apoi cu lacul de impregnare. S-au lăsat hîrtiile la temperatura camerei timp de 25 minute și s-au uscat într-o etuvă la temperatura de 105-110°C,

Tabela 3

Proprietăţile comparative ale materialelor stratificate melaminoformaldehidice

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Materialul stratificat	
		MFS	MFA
Absorbţia de apă, % *	*	% mg	% mg
— după menţinere o zi		0,41 15,5	0,35 13,3
— după menţinere patru zile		0,91 34,6	0,63 23,8
— după menţinere 30 zile		1,69 71,5	1,34 50,5
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144—65		
— longitudinal		1 365	1 067
— transversal		1 123	734
Rezistenţa între fişe, Ω	STAS 6107—59		
— în condiţii normale		3.10^{12}	$4{,}1.10^{12}$
— după menţinere o zi în apă		$1{,}6.10^{12}$	$1{,}75.10^{12}$
— după menţinere patru zile în apă		$3{,}5.10^{11}$	$6{,}30.10^{11}$
— după menţinere 30 zile în apă		$1{,}6.10^{11}$	$5{,}50.10^{11}$
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω	STAS 6107—59		
— în condiţii normale		$6{,}5.10^{14}$	$7{,}1.10^{14}$
— după menţinere o zi în apă		$8{,}3.10^{13}$	$2{,}6.10^{14}$
— după menţinere patru zile în apă		$7{,}3.10^{13}$	$8{,}6.10^{13}$
— după menţinere 30 zile în apă		$1{,}2.10^{12}$	$7{,}5.10^{12}$
Rezistivitatea de volum, Ω cm	STAS 6107—59		
— în condiţii normale		$4{,}5.10^{14}$	$5{,}6.10^{14}$
— după menţinere o zi în apă		$9{,}1.10^{13}$	$1{,}5.10^{14}$
— după menţinere patru zile în apă		$1{,}1.10^{13}$	$1{,}2.10^{14}$
— după menţinere 30 zile în apă		$4{,}1.10^{12}$	$1{,}8.10^{13}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	STAS 2740—60		
— în condiţii normale		0,0104	0,0108
— după menţinere 24 ore în apă		0,0204	0,0165
— după menţinere patru zile în apă		0,0506	0,0203
— după menţinere 30 zile în apă		0,1359	0,0310
Constanta dielectrică, la 50 Hz	STAS 2740—60		
— în condiţii normale		5,36	4,86
— după menţinere 24 ore în apă		5,63	4,97
— după menţinere patru zile în apă		5,98	5,13
— după menţinere 30 zile în apă		16,56	5,67
Rezistenţa la curenţii de scurgere	DIN 53480	T5	T5

* Determinări pe epruvete 50×50 mm. Grosimea epruvetelor 1,35—1,7 mm

timp de 10 minute. După uscare hîrtiile impregnate au avut următoarele caracteristici :

— conţinut în răşină uscată, 53—57%;
— substanţe nevolatile, 5—6%.

Presarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat în următoarele condiţii :

— temperatura de presare, 135±5 °C;
— timp de presare, 100 s/mm;
— presiune specifică
iniţial timp de 5 minute, 20 kgf/cm,
restul timpului, 75 kgf/cm².

Proprietăţile materialelor stratificate obţinute sînt prezentate în tabela 4.

Lac de impregnare epoxidic modificat, preparat din răşină epoxidică modificată notat cu FE-50, cu următoarele caracteristici :

— conţinut în substanţe nevolatile 54—55%;
— durata de utilizare la temperatura de 25—30°C 1 lună.

Lacul epoxidic modificat s-a folosit la impregnarea hîrtiilor mai înainte menţionate, obţinîndu-se următoarele tipuri de materiale :

— materiale stratificate cu suport hîrtie sulfat, notate cu EF-50S;

— materiale stratificate cu suport hîrtie alfa celuloză, notate cu EF-50A.

Modul de obţinere a materialelor stratificate a fost următorul : hîrtiile s-au tăiat la dimen-

Tabela 4

Proprietăţile comparative ale materialelor stratificate melaminoformaldehidice modificate

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Materialul stratificat MFFS		MFFA	
		%	mg	%	mg
Absorbţia de apă, %	*				
— după menţinere o zi		0,28	11	0,23	9,3
— după menţinere patru zile		0,68	26	0,39	16,3
— după menţinere 30 zile		1,25	48,7	1,02	39,4
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144—65				
— longitudinal		1 276		947	
— transversal		1 103		863	
Rezistenţa între fişe, Ω	STAS 6107—59				
— în condiţii normale		$5{,}1.10^{12}$		$7{,}5.10^{12}$	
— după menţinere o zi în apă		$3{,}1.10^{12}$		$3{,}6.10^{12}$	
— după menţinere patru zile în apă		$6{,}3.10^{11}$		$8{,}7.10^{11}$	
— după menţinere 30 zile în apă		$2{,}5.10^{11}$		$6{,}3.10^{11}$	
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω	STAS 6107—59				
— în condiţii normale		$6{,}9.10^{14}$		$7{,}4.10^{14}$	
— după menţinere o zi în apă		$3{,}4.10^{14}$		$6{,}4.10^{14}$	
— după menţinere patru zile în apă		$8{,}6.10^{13}$		$1{,}7.10^{14}$	
— după menţinere 30 zile în apă		$1{,}6.10^{13}$		$9{,}7.10^{14}$	
Rezistivitatea de volum, Ω cm	STAS 6107—59				
— în condiţii normale		$7{,}3.10^{14}$		$8{,}6.10^{14}$	
— după menţinere o zi în apă		$4{,}3.10^{14}$		$7{,}6.10^{14}$	
— după menţinere patru zile în apă		$1{,}8.10^{14}$		$3{,}7.10^{14}$	
— după menţinere 30 zile în apă		$8{,}6.10^{13}$		$1{,}1.10^{14}$	
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	STAS 2740—60				
— în condiţii normale		0,00903		0,00503	
— după menţinere o zi în apă		0,0153		0,00905	
— după menţinere patru zile în apă		0,0255		0,01031	
— după menţinere 30 zile în apă		0,0367		0,01971	
Constanta dielectrică, la 50 Hz	STAS 2740—60				
— în condiţii normale		4,87		4,35	
— după menţinere o zi în apă		4,91		4,45	
— după menţinere patru zile în apă		4,99		4,47	
— după menţinere 30 zile în apă		5,67		4,86	
Rezistenţa la curenţii de scurgere	DIN 53480	T2—T3		T2—T3	

* Determinări pe erpuvete 50 × 50 mm. Grosimea epruvetelor, 1,35 — 1,70 mm

Tabela 5

Proprietăţile comparative ale materialelor stratificate pe bază de răşină epoxidică modificată

Denumirea caracteristicii	Metoda de încercare	Materialul stratificat EF—50 S		FE—50A	
		%	mg	%	mg
Absorbţia de apă, %	*				
— după menţinere o zi		1,23	43,8	0,65	24,2
— după menţinere patru zile		2,05	78,3	1,25	46,7
— după menţinere 30 zile		4,73	181,6	2,46	93,4
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144—65				
— longitudinal		1 386		1 087	
— transversal		1 165		897	
Rezistenţa de izolaţie, Ω	STAS 6107—59				
— în condiţii normale		$1{,}5.10^{13}$		$3{,}7.10^{13}$	
— după menţinere o zi în apă		$1{,}3.10^{12}$		$1{,}9.10^{12}$	
— după menţinere patru zile în apă		$3{,}5.10^{10}$		$5{,}6.10^{11}$	
— după menţinere 30 zie în apă		$1{,}2.10^{7}$		$4{,}6.10^{11}$	
Rezistivitatea de suprafaţă, Ω	STAS 6107—59				
— în condiţii normale		$7{,}6.10^{13}$		$9{,}5.10^{13}$	
— după menţinere o zi în apă		$9{,}3.10^{11}$		$2{,}6.10^{12}$	
— după menţinere patru zile în apă		$6{,}7.10^{9}$		$3{,}4.10^{12}$	
— după menţinere 30 zile în apă		$7{,}5.10^{8}$		$6{,}8.10^{10}$	
Rezistivitatea de volum, Ω cm	STAS 6107—59				
— în condiţii normale		$8{,}3.10^{13}$		$8{,}7.10^{14}$	
— după menţinere o zi în apă		$6{,}5.10^{12}$		$3{,}5.10^{13}$	
— după menţinere patru zile în apă		$2{,}1.10^{11}$**		$1{,}3.10^{13}$	
— după menţinere 30 zile în apă		$7{,}3.10^{8}$		$8{,}7.10^{12}$	
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	STAS 2740—60				
— în condiţii normale		0,0156		0,0051	
— după menţinere o zi în apă		0,0356		0,0086	
— după menţinere patru zile în apă		0,1060		0,0103	
— după menţinere 30 zile în apă		0,8730		0,0456	
Constanta dielectrică, la 50 Hz	STAS 2740—60				
— în condiţii normale		5,67		3,87	
— după menţinere o zi în apă		55,95		3,97	
— după menţinere patru zile în apă		6,78		4,35	
— după menţinere 30 zile în apă		18,13		4,98	

* Determinări pe epruvete, 50 × 50 mm. Grosimea epruvetelor 1,35 — 1,70 mm.
** După menţinere 14 zile în apă, valoarea este de $9{,}10^{9}$.

siunile de 225 × 250 mm, s-au impregnat apoi cu lacul de impregnare FE-50. S-au lăsat hîrtiile impregnate la temperatura camerei timp de 25 minute şi s-au uscat timp de 10 minute, într-o etuvă la temperatura de 130±5°C. După uscare hîrtiile impregnate au avut următoarele caracteristici :

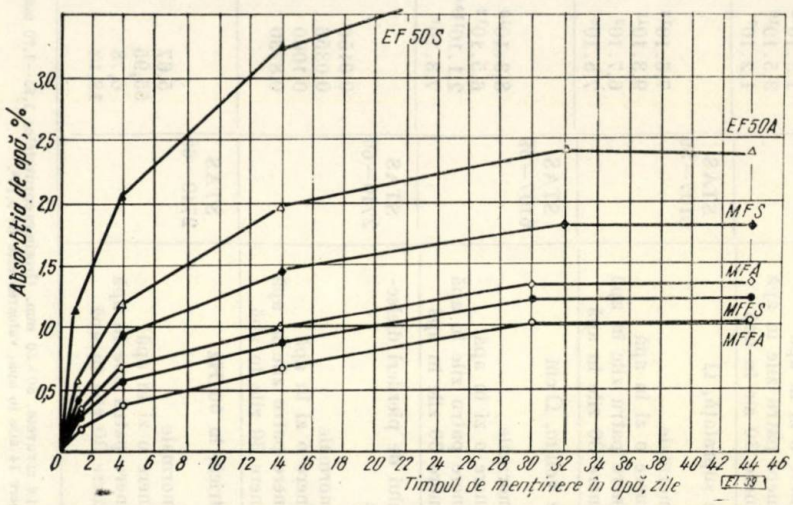


Fig. 1. Variaţia absorbţiei de apă a materialelor stratificate în funcţie de timp.

— conţinut în răşină uscată, 55—60%;
— solubilitatea în acetonă, 90—95%;
— substanţe volatile, 1—2%;
— durata de utilizare, la temperatura de 20—25°C

Presarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat, mediat după uscare în următoarele condiţii :

— temperatura de presare, 150±5°C;
— timp de presare, 3 min/mm;
— presiune specifică iniţial timp de 7 minute, 10 kgf/cm²;
restul timpului 50 kgf/cm.

Proprietăţile materialelor stratificate obţinute sînt prezentate în tabela 5.

Proprietăţile materialelor stratificate

Proprietăţile fizico-mecanice şi electrice ale materialelor stratificate s-au executat pe epruvete conform indicaţiilor din tabele şi anume : rezistenţa la tracţiune s-a determinat pe epruvete conform STAS 7144-65, iar pe bucăţele cu dimensiunile de 50 × 50 mm, absorbţia de apă. Proprietăţile electrice s-au determinat pe epruvete cu dimensiunile de 120×120 mm, în condiţii normale şi după menţinerea în apă.

Menţinerea în apă timp de 30 de zile şi respectiv 52 zile (fig. 1, 2, 3, şi 4) a epruvetelor a avut ca scop să se constate comportarea în timp, la umiditate, a materialelor stratificate executate experimental la F.C.M.E. Din tabelele 3, 4, şi 5 şi din figura 1 se constată că materialele stratificate cu cea mai mică absorbţie de apă se obţin cu lacul de impregnare melaminoformaldehidic modificat şi cu hîrtie alfa celuloză. Cele mai mari valori se obţin cu lacul epoxidic modificat. Hîrtiile sulfat indiferent de natura lacului de impregnare dau o absorbţie mai mare decît hîrtiile pe bază de alfa celuloză, fiind totuşi la nivelul produselor fabricate în S.U.A., prezentate în lucrarea [2].

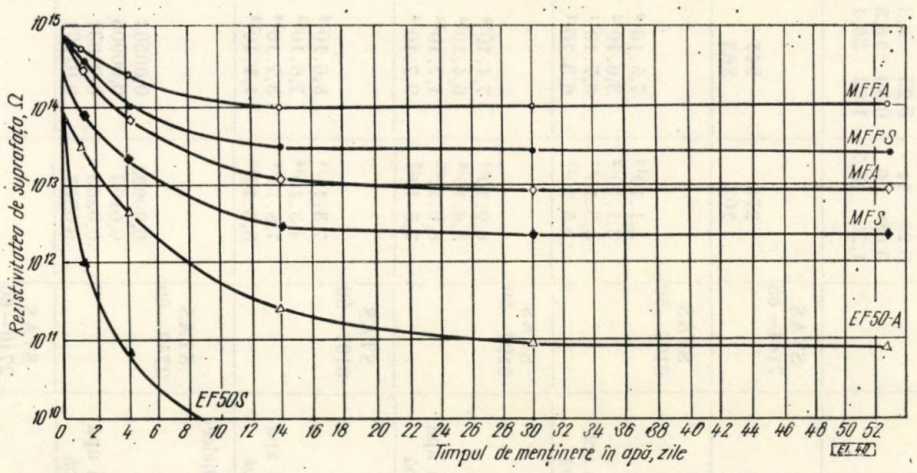


Fig. 2. Variaţia rezistivităţii de suprafaţă a materialelor stratificate în funcţie de timpul de menţinere în apă.

Propietăţile electrice în condiţii normale şi după menţinere în apă sînt prezentate în tabelele 2, 3, 4, şi 5 şi în figurile 2, 3, şi 4, din care se constată că cele mai bune proprietăţi electrice în condiţii normale şi după menţinere în apă se obţin cu materialele stratificate care au ca suport hîrtie alfa celuloză şi răşină melaminoformaldehidică modificată.

Modificarea răşinii melaminoformaldehidice conduce la o comportare mai bună la umiditate

a produselor decît a acelor care conţin răşină melaminoformaldehidică nemodificată.

Cele mai slabe proprietăţi se obţin cu materialele stratificate avînd liant răşina epoxidică modificată. Hîrtiile sulfat indiferent de natura

tificate bune proprietăţi în condiţii normale şi în mediii cu umiditate ridicată;

— prin modificarea răşinii melaminoformaldehidice creşte rezistenţa la umiditate a materialelor stratificate;

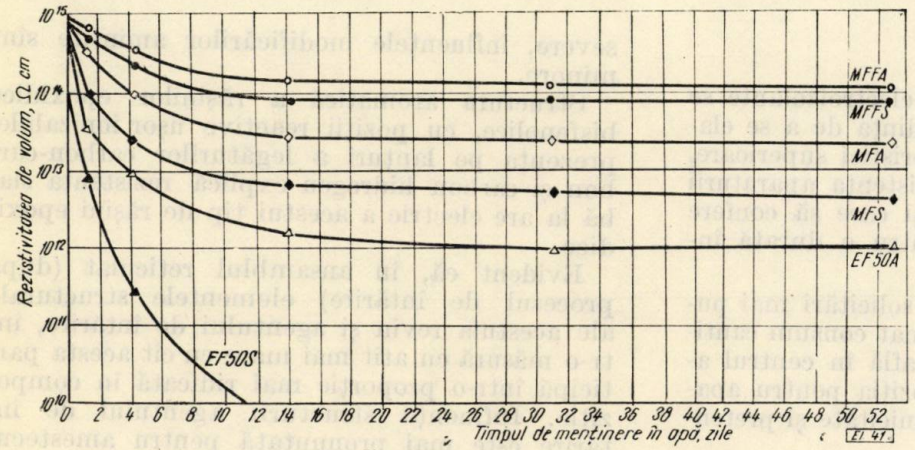


Fig. 3. Variaţia rezistivităţii de volum a materialelor stratificate în funcţie de timpul de menţinere în apă.

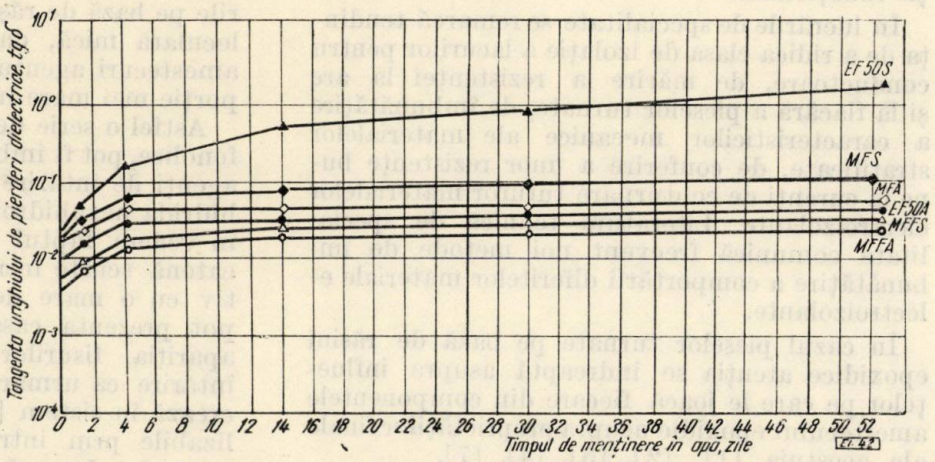


Fig. 4. Variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice a materialelor stratificate în funcţie de timpul de menţinere în apă.

răşinii de impregnare conduc la materiale stratificate cu proprietăţi mai slabe atît în condiţii normale cît şi după menţinerea în apă, decît acelea care au în componenţă alfa celuloza totuşi acestea sînt la nivelul valorilor date de norme pentru produsele fabricate în alte ţări [6]. În cursul anilor 1969/1970 se va introduce în fabricaţie materialul stratificat avînd ca liant răşina melaminoformaldehidică modificată şi hîrtie alfa celuloză, care va corespunde tipului SH4, conform STAS 7144-69. Acest tip va fi destinat pentru a fi folosit în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice, care vor funcţiona în medii cu umiditate ridicate, TH. Preţul materialelor stratificate va fi aproximativ egal cu al tipului straticel SH2 (EUT), fabricat în prezent de F.C.M.E.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele concluzii:

— hîrtiile alfa celuloză, indiferent de natura răşinii de impregnare, oferă materialelor stratificate bune proprietăţi în condiţii normale şi în mediu cu umiditate ridicată;

— răşinile melaminoformaldehidice oferă materialelor stratificate proprietăţi intermediare între acelea ce conţin răşină melaminoformaldehidică modificată şi epoxidice modificate;

— răşinile epoxidice şi crezoloformaldehidice indiferent de natura hîrtiei de impregnare, conduc la materiale stratificate cu slabă comportare la umiditate.

Bibliografie

[1] Prospect Firma Drouet-Franţa.

[2] *Duffin, A.* Laminated plastics including high pressure and low types and reinforced plastics, New York, Editura Reinhold Publishing Corp.

[3] Prospect Usines Dielèctriques Delle — Franţa.

[4] Brevet S.U.A. 3007828, în CA, Vol. **56**, p. 4954c.

[5] Prospect Hitachi Copper Clad laminated sheet MLC-Japonia.

[6] ASTM D. 709—62T.

[7] *Nicola, Gr.* şi *Şonfeleanu M.* Noi tipuri de prafuri de presare melaminoformaldehidice modificate pentru scopuri electrotehnice. In: Electrotehnica, vol. **14**, nr. 12, 1966, p. 485—490.

Intrat în redacţie la 26.V.1969

Amestecuri epoxídice de turnare cu caracteristici îmbunătățite

EUGEN STERE * — București

CZ 621.315.619.1.001

1. Generalități

În tehnologia materialelor electroizolante se manifestă tot mai intens tendința de a se elabora noi materiale cu caracteristici superioare, materiale care să asigure rezistența aparaturii electrice la solicitări severe și care să confere securitate în funcționare pentru o durată îndelungată.

Dacă pentru domeniile de solicitări mai puțin severe și pentru un însemnat consum cantitativ, costul materialului se află în centrul atenției, cu totul alta este poziția pentru aparatura electrică de înaltă tehnicitate și pretenție funcțională.

În lucrările de specialitate se remarcă tendința de a ridica clasa de izolație a lacurilor pentru conductoare, de mărire a rezistenței la arc și la flacără a pieselor turnate, de îmbunătățire a caracteristicilor mecanice ale materialelor stratificate, de conferire a unor rezistențe bune la curenți de conturnare tuturor materialelor electroizolante. Literatura tehnică de specialitate comunică frecvent noi metode de îmbunătățire a comportării diferitelor materiale electroizolante.

În cazul pieselor turnate pe bază de rășini epoxidice atenția se îndreaptă asupra influențelor pe care le joacă fiecare din componentele amestecului epoxidic asupra proprietăților finale ale acestuia [1], [2], [3], [4], [7].

Rezumînd observațiile făcute anterior se poate arăta că în influențele diferențiate pe care le joacă fiecare component asupra comportării amestecului epoxidic, rolul preponderent îl au componentele de bază, care fie că participă în reacția de poliadiție, fie că intră în sistem, în proporție ridicată : rășina epoxidică ; agentul de întărire ; materialul de umplutură

Este adevărat că nici rolul celorlalte componente (accelerator, flexibilizator, diluant, colorant) nu este neglijabil, însă componentele de bază determină limite de comportare dificil de depășit.

În cadrul unor lucrări anterioare [5] am remarcat nivelul limitativ pe care-l implică utilizarea rășinilor epoxidice bisfenolice, în ceea ce privește rezistența la arc electric și la curenți de conturnare. Prin modificări de structură realizate de agentul de întărire și de materialul de umplutură se poate îmbunătăți rezistența la curenți de conturnare, însă asupra rezistenței la arc electric, unde solicitările sînt mult mai severe, influențele modificărilor amintite sînt minore.

Structura aromatică a rășinilor epoxidice bisfenolice, cu poziții reactive ușor ionizabile, prezența pe lanțuri a legăturilor carbon-carbon și carbon hidrogen explică rezistența slabă la arc electric a acestui tip de rășini epoxidice.

Evident că, în ansamblul reticulat (după procesul de întărire) elementele structurale ale acestuia revin și agentului de întărire, într-o măsură cu atît mai mare cu cît acesta participă într-o proporție mai ridicată în compoziție. Influența structurii agentului de întărire este mai pronunțată pentru amestecurile pe bază de rășini epoxidice cu greutate moleculară mică, datorită faptului că în aceste amestecuri agentul de întărire intră într-o proporție mai mare în reacția de poliadiție.

Astfel o serie de proprietăți ale rășinior bisfenolice, pot fi îmbunătățite prin utilizarea unor agenți de întărire saturați, ca de exemplu anhidrida hexahidroftalică [6]. Trebuie avut însă în vedere faptul că sistemele cu elemente de catenă scurte între legăturile în punte respectiv cu o mare densitate a legăturilor în punte pot prezenta casanță în solicitare, sau chiar apariția fisurilor în timpul reacției de întărire ca urmare a tensiunilor interne ce se crează în sistem [7]. Aceste sisteme devin utilizabile prin introducerea unor flexibilizatori care să mărească distanța între punțile de legătură.

S-a remarcat faptul că, cu toate modificările de compoziție ale amestecurilor pe bază de rășini epoxidice bisfenolice, nu se poate atinge rezistența la arc electric pe care o au amestecurile pe bază de rășini epoxidice cicloalifatice.

Deși în lucrările de asimilare efectuate cu rășina epoxidică indigenă Dinox 110 E, a reieșit nivelul mai scăzut al unor caracteristici (rezistența la arc electric, rezistența la curenți de conturnare) s-a considerat că acestea nu ridică probleme atunci cînd este vorba de realizarea unor piese uzuale ca izolatoarele suport de interior. Aceasta răspunde tendinței de a utiliza materiale cu caracteristici specifice domeniului de solicitări impus și, bineînțeles, criteriilor de natură economică.

2. Lucrări experimentale

În cadrul lucrărilor noastre ne-am propus să urmărim modul cum se pot îmbunătăți unele caracteristici ale amestecurilor epoxidice printre care : rezistența la curenți de scurgere, rezis-

* Ing. *E. Stere* este cercetător principal la I.C.P.E.

tenţa la arc electric, rezistenţa la şoc, rezistenţa la îmbătrînire termică, experimentînd în acest sens diverse tipuri de răşini epoxidice şi ingrediente.

2.1. Structura şi caracteristicile materialelor utilizate

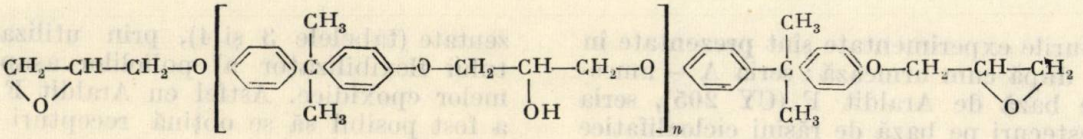
Răşinile epoxidice experimentate au fost unele de natură bisfenolică Dinox 110 E şi Araldit F (CY 205), iar altele de natură ciclolifatică (Araldit CY 175, Aradilt CY 176, Araldit CY 178, Aradilt CY 179)*. Structuile chimice cunoscute sînt următoarele :

Proprietăţile acestor răşini epoxidice (conform analizelor) sînt redate în tabela 1.

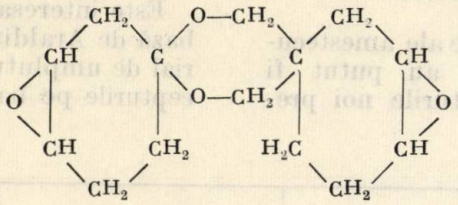
Ca agenţi de reticulare s-au utilizat : anhidrida ftalică şi anhidrida hexahidroftalică (indicativ CIBA : HT 907) şi întăritorulX157/2227 (CIBA) de structură necunoscută.

Materialele de umplutură experimentate au fost : făina de cuarţ cu un conţinut de oxid de fier de 0,73% şi granulaţie sub 100μ, bioxidul de titan de puritate avansată şi de fineţe coloidală (sub 5μ), hidroxidul de aluminiu (indicativ CIBA/DT079) cu granulaţie sub 60μ

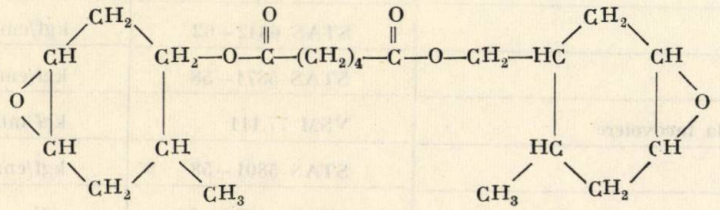
— Araldit FCY 205 şi Dinox 110 E



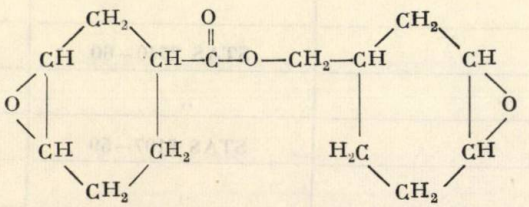
— Araldit CY 175



— Araldit CY 178



— Araldit CY 179



Structura răşinii Aradilt CY 176 după cum a rezultat din analiză este asemănătoare cu cea a răşinii Araldit CY 175.

Ca substanţe acceleratoare ale procesului de întărire al răşinilor epoxidice s-au utilizat glicerina, trietanol amina accelerator DY061 (CIBA) şi accelerator DY065 (CIBA).

Flexibilitatea amestecurilor epoxidice a fost efectuată cu glicerină şi flexibilizator DY040 (CIBA).

* Răşinile Araldit sînt produse de firma CIBA-Elveţia.

Tabela 1

Caracteristicile fizico-chimice ale răşinilor epoxidice

Caracteristica	Unităţi de măsură	Dinox 110	Araldit F	Araldit CY175	Araldit CY176	Araldit CY178	Araldit CY179
Greut. moleculară	—	880	350	255	260	470	280
Echiv. epoxidic	g	400	190	150	203	252	134
Conţinut epoxidic	%	0,26	0,520	0,666	0,492	0,396	0,744
Gr. specifică	g/cm³	1,17	1,18	1,20	1,20	1,20	1,20
Viscozitate/25°C	cP	—	10 300	204 400	19 340	1200	670
Volatile/130°C	%		0,45	6,29	4,13	4,28	5,17
Cenuşă	%	0,45	0,012	0,005	0,015	0,009	0,01
Conţinut în clor	%	4,8	—	—	—	—	—

Recepturile experimentate sînt prezentate în tabela 2, după cum urmează : seria A — amestecuri pe bază de Araldit F (CY 205), seria B — amestecuri pe bază de răşini cicloalifatice şi seria C — amestecuri pe bază Dinox 110 E.

2.2. *Variaţia caracteristicilor mecanice*

Valorile proprietăţilor mecanice ale amestecurilor pe bază de Dinox 110 E au putut fi depăşite de unele dintre recepturile noi prezentate (tabelele 3 şi 4), prin utilizarea efectului flexibilizator al poliolilor asupra sistemelor epoxidice. Astfel cu Araldit F CY 205, a fost posibil să se obţină recepturi cu proprietăţi mecanice superioare : receptura A1 cu rezistenţă la încovoiere peste 1300 kgf/cm² şi receptura A8 cu rezistenţă la şoc de 9 kgcm/cm².

Este interesant de remarcat că recepturile pe bază de Araldit au o şarjare (conţinut de material de umplutură) de circa 70 %, în timp ce recepturile pe bază de Dinox 110 E au o şarjare

Caracteristicile amestecurilor epoxidice

Caracteristica	Norma de încercare	Unităţi de măsură	A_1	A_2
Densitatea	STAS 5886—58	g/cm³	1,94	1,93
Rezistenţa la tracţiune	STAS 6642—62	kgf/cm²	625	—
Rezistenţa la încovoiere	STAS 5874—58	kgf/cm²	1 330	940
Modulul de elasticitate la încovoiere	VSM 77.111	kgf/mm²	420	
Rezistenţa la şoc	STAS 5801—58	kgf/cm²	7,6	4,6
Stabilitatea termică Martens	STAS 6174—60	°C	125	150
Absorbţia de apă 240 h/20°C 1 h/100°C	STAS 5690—57	%	 0,139 0,175	 — —
Constanta dielectrică	STAS 2740—60		4,8	3,65
Tangenta δ	,,	%	1	2
Rezistivitatea de suprafaţă	STAS 6107—59	ohm	$6 \cdot 10^{13}$	$6 \cdot 10^{13}$
Rezistivitatea de volum	,,	ohmcm	$2 \cdot 10^{14}$	$2 \cdot 10^{14}$
Rigiditatea dielectrică	STAS 6257—60	kV/mm	34	—
Rezistenţa la curenţi de scurgere	VDE 0303/55 VDE 0303/64	scara scara	T_1 KA_1	T_1 KA_1
Rezistenţa la arc electric	VDE 0303/55	scara	L_1	L_1
Regim de întărire			3h/120°C 16h/140°C	3h/110°C 16h/140°C

Tabela 2

Compoziţiile epoxidice experimentate

Componentul \ Amestecul	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8	A_9	A_{10}	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	C_1	C_2	C_3	C_4
Araldit F CY 205	100*	100	100	100	100	100	100	100	100	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Araldit CY 175	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Araldit CY 176	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Araldit CY 178	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	100	—	—	—	—	—	—	—	—
Araldit CY 179	—	—	—	—	—	—		—	—	—	—	—	—	100	100	100	100	—	—	—	—
Dinox 110 E	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	100	100	100	100
Anhidridă ftalică	78	70	70	—	—	39	78	78	78	78	—	—	—	—	—	—	—	30	30	30	30
Anhidrida hexahidroftalică	—	—	—	80	80	40	—	—	—	—	95	—	65	105	105	105	105	—	—	—	—
Întăritor × 157/2 227	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	80	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Glicerină	8	—	—	8	—	—	—	8	8	8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Trietanolamina	—	1	—	—	1	1	1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Acc. DY 061	—	—	0,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Acc. DY 065	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	12	—	12	12	12	12	12	—	—	—	—
Flexibilizator DY 040	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Făină de cuarţ	390	360	360	385	375	375	375	300	—	—	420	365	350	420	—	—	220	200	100	—	—
Bioxid de titan	—	—	—	—	—	—	—	—	40	—	—	—	—	—	—	25	—	—	10	—	20
Hidroxid de Aluminiu	—	—	—	—	—	—	—	40	260	320	—	—	—	—	350	230	25	—	—	160	120
Temperatura de amestec °C	120	110	100	115	100	100	100	110	120	110	110	80	100	80	80	80	80	130	125	125	125

* cantităţile sînt date în părţi gravimetrice.

de circa 60%, ceea ce face ca efectul pozitiv al adausurilor flexibilizatoare să fie cu atît mai preponderent.

Dintre recepturile cu răşini cicloalifatice: B_3 şi B_4 au rezistenţe la şoc superioare amestecurilor cu Dinox 110 E. În ansamblu însă caracteristicile mecanice ale amestecurilor pe bază de răşini epoxidice cicloalifatice sînt inferioare celor pe bază de răşini epoxidice bisfenolice: Araldit F şi Dinox 110 E.

Tabela 3

pe bază de răşini bisfenolice

A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8	A_9	A_{10}	C_1	C_2	C_3	C_4
1,90	1,80	1,92	1,94	1,93	1,92	1,80	1,83	1,79	1,65	1,71	1,70
—	—	640	630	—	700	—	—	780	—	—	—
860	1 160	1040	970	1 130	1 100	710	560	1 120	960	640	660
—	—	406	402	—	406	—	—	930	—	—	—
4.65	5,7	6,6	7,2	7,6	9,0	8	4	6	5,7	3,2	4,5
160	106	127	145	127	118	121	109	127	119	130	123
—	—	0,121	0,165	—	0,170	—	—	0,26	—	—	—
—	—	0,075	0,055	—	0,211	—	—	0,14	—	—	—
3,5	4,67	4,58	4,55	4,78	—	—	—	4,47	—	—	—
1	1	1	1	1	—	—	—	1,26	—	—	—
6.10^{13}	6.10^{13}	$6 \cdot 10^{13}$	6.10^{13}	$6,10^{13}$	$0,5.10^{13}$	—	—	5.10^{13}	—	—	—
2.10^{14}	2.10^{14}	$2 \cdot 10^{14}$	2.10^{14}	2.10^{14}	$0,24 \cdot 10^{14}$	—	—	3.10^{14}	—	—	—
—	—	30,6	34	—	31	—	—	39,5	—	—	—
T_1 KA_1	T_4 KA_2	T_3 KA_2	T_3 KA_2	T_2 KA_1	T_2 KA_1	T_5 KA_{3c}	T_5 KA_{3c}	T_1 KA_1	T_1 KA_1	T_5 KA_{3c}	T_5 KA_{3c}
L_1	L_1	L_1	L_1	L_1	L_1	L_2	L_2	L_1	L_1	L_2	L_2
2h/100°C	3h/110°C	3h/100°C	3/h100°C	3h/110°C	2h/120°C	2 h/110°C	2/h110°C	16h/125°C	16h/125°C	16h/125°C	16h/130°C
16h/140°C	16/h140°C	16h/140C°	16h/140°C	16h/140°C	16h/140°C	16h/140°C	16h/140°C				

Tabela 4

Caracteristicile amestecurilor epoxidice pe bază de rășini cicloalifatice

Caracteristica	Norme de încercare	Unități de măsură	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7
Densitatea	STAS 5886–58	g/cm³	1,81	1,87	1,65	1,90	1,80	1,70	1,72
Rezistența la încovoiere	STAS 5874–58	kgf/cm²	800	910	1 075	1 080	630	640	930
Rezistența la șoc	STAS 5801–58	kgcm/cm²	5,8	6,7	9,1	8,2	2,3	2,3	4,7
Stabilitatea termică Martens	STAS 6174–60	°C	184	182	114	180	159	157	159
Absorbția de apă 10 zile, 20°C	STAS 5690–57	%	0,433	0,284	0,282	0,297	0,377	0,311	0,323
1 h, 100°C	"	%	0,16	0,146	0,179	0,17	0,192	0,25	0,199
Constanta dielectrică /20°C	STAS 2740–60	—	4,2	4,3	4,35	4,4	4,7	4,8	4,35
Tangenta δ/20°C	"	%	2,5	2,2	2,2	2,44	2	2,9	3,2
Rezistivitatea de suprafață	STAS 6107–59	ohm	$>0{,}5.10^{13}$	$>0{,}4.10^{13}$	$>0{,}4.10^{13}$	$>0{,}6.10^{13}$	$>0{,}3.10^{13}$	$>0{,}6.10^{13}$	$>0{,}6.10^{13}$
Rezistivitatea de volum	"	ohm cm	$>0{,}24.10^{14}$	$>0{,}27.10^{14}$	$>0{,}27.10^{14}$	$>0{,}25.10^{14}$	$>0{,}23.10^{13}$	$>0{,}24.10^{14}$	$>0{,}25.10^{14}$
Rezistența la curenți de scurgere	VDE 0303/55	scara	T_5	T_5	T_5	T_5	T_5	T_5	T_5
Rezistența la arc	VDE 0303/64	scara	KA3c	KA3c	KA3c	KA3c	KA3c	KA3c	KA3c
Regim de întărire	VDE 0303/55	scara	L_4	L_2	L_2	L_4	L_5	L_4	L_4
			3h/120°C 16h/140°C	3h/110°C 16h/140°C	2h/100°C 16h/140°C	3h/110°C 16h/140°C	3h/100°C 16h/140°C	3h/100°C 16/140°C	3h/110°C 16h/140°C

Introducerea în recepturi a întăritorilor saturați (anhidrida hexahidroftalică) și a materialelor de umplutură (hidroxid de aluminiu și bioxid de titan) are ca efect coborîrea caracteristicilor mecanice.

2.3. Variația caracteristicilor dielectrice

Caracteristicile dielectrice ale amestecurilor epoxidice pe bază de rășini bisfenolice (Dinox 110 E și Araldit F) au suferit o îmbunătățire substanțială prin introducerea în recepturi a întăritorilor saturați și a hidroxidului de aluminiu (tabela 3).

Rezistența la curenți de scurgere a recepturilor pe bază de Dinox 110 E și hidroxid de aluminiu este la nivelul maxim de rezistență KA3C (75); ca și în cazul recepturilor A9 și A10 pe bază de Araldit se observă superioritatea față de recepturile cu făină cuarț care prezintă treapta inferioară de rezistență la curenți de scurgere: KA1 (T1).

Făina de cuarț prin topire grăbește formarea liniei de curent pe suprafața epruvetei. Cu toate modificările de rețetă efectuate asupra rășinilor epoxidice bisfenolice rezistența la arc electric a rămas la treapta inferioară L1 (tabela 4). Structura aromatică cu numeroase poziții reactive și prezența legăturilor carbon-carbon și carbon-hidrogen pe lanțurile macromoleculare facilitează foarte mult comportarea din punct de vedere termic la temperatura arcului electric, de intensitate ridicată (peste 10 A.).

Recepturile cu rășini cicloalifatice prezintă rezistențe maxime la curenți de scurgere și rezistențe bune la arc electric. Structura rășinilor cicloalifatice fără poziții reactive, cu preponderența legăturilor eterice și esterice explică rezistența mai ridicată a acestor rășini la temperaturile dezvoltate de arcul electric.

Introducerea făinei de cuarț în amestecurile cu rășini cicloalifatice are un efect de înrăutățire a rezistenței la curenți de scurgere și la arc electric, mai puțin pronunțat decît la rășinile bisfenolice.

Este posibil ca prin transferul termic mărit de prezența făinei de cuarț într-o proporție însemnată, straturile vecine cu frontul arcului electric să se supraîncălzească accentuînd descompunerea termică a sistemului reticulat. În opoziție cu făina de cuarț, hidroxidul de aluminiu îmbunătățește rezistența la arc electric a amestecurilor epoxidice, recepturile cu unele rășini cicloalifatice, tinzînd spre treapta de rezistență L5 (receptura B5).

Dintre celelalte caracteristici dielectrice tangenta unghiului de pierderi variază cu natura și proporția materialului de umplutură, în timp ce constanta dielectrică și rezistivitatea de volum suferă modificări neînsemnate.

Tabela 5

Comportarea amestecului epoxidic pe bază de Dinox 110 E(C_1) la îmbătrînire termică la temperatura de 150°C

Proprietatea / Durata de expunere	Unităţi de măsură	Iniţial	După 6 zile	După 16 zile	După 26 zile	După 60 zile	După 120 zile
Pierdere în greutate	%	—	0,3	0,3	0,27	0,4	0,82
Stabilitatea termică Martens	°C	127	132	133	131	134	133
Rezistenţa la încovoiere	kgf/cm²	1 100	1 100	1 015	1 080	1 010	970

Tabela 6

Comportarea amestecului epoxidic pe bază de Dinox 110 E (C_1) la îmbătrînire termică la temperatura de 200°C

Proprietatea / Durata de expunere	Unităţi de măsură	Iniţial	După 1 zi	[După] 4 zile	După 7 zile	După 15 zile	După 30 zile	După 60 zile
Pierderea în greutate	%	—	0,098	0,36	0,8	0,8	0,8	1,7
Stabilitatea termică Martens	°C	127	132	137	140	138	138	138
Rezistenţa la încovoiere	kgf/cm²	1 110	1110	1 110	1 260	1 000	970	680
Rezistivitatea de volum	ohm cm	$0,7.10^{14}$	$0,5.10^{14}$	$0,5.10^{14}$	$0,5.10^{14}$	10^{14}	$0,1.10^{15}$	$1,10^{15}$
Rezistivitatea de suprafaţă	ohm	10^{13}	$0,5.10^{13}$	$0,5.10^{13}$	$0,4.10^{14}$	$0,2.10^{14}$	10^{14}	10^{13}
Rigiditatea dielectrică	kV/mm	31,5	31	33,4	33,7	33,6*	33,7*	36*

* conturnează

Tabela 7

Comportarea amestecurilor epoxidice studiate la îmbătrînire termică la 200°C, timp de 60 zile

Amestecul	Pierderea în greutate %	Stabilitatea termică Martens °C			Rezistenţa la încovoiere			Rezistenţa la curenţi de scurgere			
								iniţial		după expunere	
		iniţial	după expunere	Variaţia %	iniţial	după expunere	Variaţia %	VDE 0303/64	VDE 0303/55	VDE 0303/54	VDE 0303/55
A_1	2,91	125	158	20	1 330	—	—	KA1	T1	KA1	T1
A_2	220	150	—	—	940	756	−19,6	KA1	T1	KA1	T1
A_3	—	160	154	−3,75	860	—	—	KA1	T1	KA1	T1
A_4	1,62	106	143	35	1 160	766	−34,5	KA2	T3	KA1	T1
A_5	1,51	127	142	10,6	1 040	860	−17,3	KA2	T4	KA1	T1
A_6	1,87	145	152	4,8	970	920	− 5,1	KA2	T3	KA1	T1
A_7	2,85	127	—	—	1 130	930	−17,7	KA2	T3	KA1	T1
B_1	2,62	184	184	—	800	590	−26,2	KA3c	T5	KA3c	T5
B_2	2,00	182	164	−8,75	910	616	−33,5	KA3c	T5	KA3c	T5
B_3	3,31	114	122	7,0	1 075	555	−48,5	KA3c	T5	KA1	T2
B_4	1,36	180	170	−5,5	1 080	625	−42,0	KA3c	T5	KA3c	T5
B_5	5,67	159	161	1,26	630	338	−46,2	KA3c	T5	KA3c	T5
B_6	5,09	157	168	5,7	645	379	−42,6	KA3c	T5	KA3c	T5
B_7	1,76	159	174	9,4	930	600	−35,5	KA3c	T5	KA1	T2
C_1	1,7	127	138	16,5	1 100	680	−38,3	KA1	T1	KA1	T1

2.4. Comportarea la îmbătrînire termică

Amestecul epoxidic C1, care a făcut obiectul unor studii anterioare [5], a fost supus unor cicluri de îmbătrînire termică la 150°C, şi 200°C, urmărindu-se variaţia unor proprietăţi ale amestecului după diferite perioade de expunere.

Din ciclurile de îmbătrînire termică efectuate la temperatura de 200°C (vezi tabela 6) a reieşit că variaţia proprietăţilor dielectrice cu durata de expunere este minoră şi neconcludentă; observaţia a condus la eliminarea proprietăţilor dielectrice ca criterii pentru evaluarea îmbătrînirii termice a amestecurilor epoxidice.

Din rezultatele obţinute pentru pierderea în greutate şi rezistenţa la încovoiere se remarcă că temperatura de 200°C pentru amestecul epoxidic C1, pe bază de Dinox 110 E, anhidridă ftalică şi făină de cuarţ, se manifestă ca foarte severă, reacţiile de distrucţie termică avînd loc cu viteză însemnată (fig. 1, 2, 3).

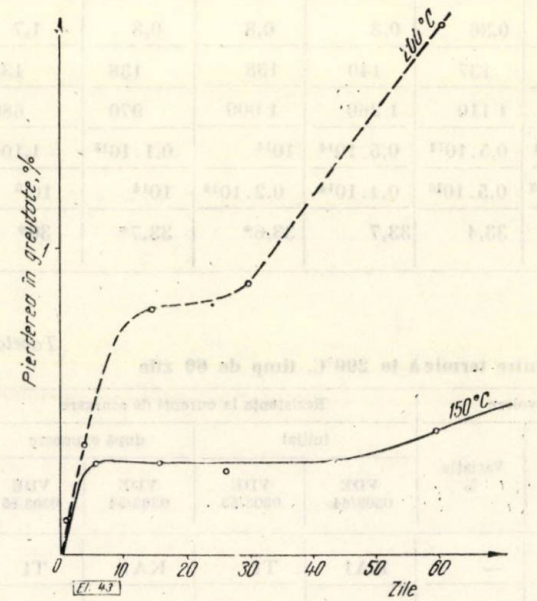


Fig. 1. Variaţia pierderilor în greutate ale amestecului epoxidic pe bază de Dinox 11OE expus la îmbătrînire termică la 150°C şi 200°C.

În scopul comparării recepturilor noi cu receptura C1, în privinţa comportării la îmbătrînire termică, s-au expus epruvete din toate recepturile la un ciclu de 60 zile la temperatura de 200°C.

În afara proprietăţilor avute în vedere mai înainte s-a urmărit şi rezistenţa la curenţi de scurgere (tabela 7).

Se observă că cea mai bună comportare la îmbătrînire termică în privinţa pierderii în greutate şi a variaţiei rezistenţei la încovoiere, o au amestecurile A5 şi A6 pe bază de răşină epoxidică Araldit F. Receptura A6, în care s-a utilizat ca agent de întărire un amestec echimolecular, de anhidridă ftalică şi hexahidroftalică, se prezintă iniţial ca un sistem puternic reticulat, variaţia de stabilitate termică Martens după expunere fiind de 4,8%.

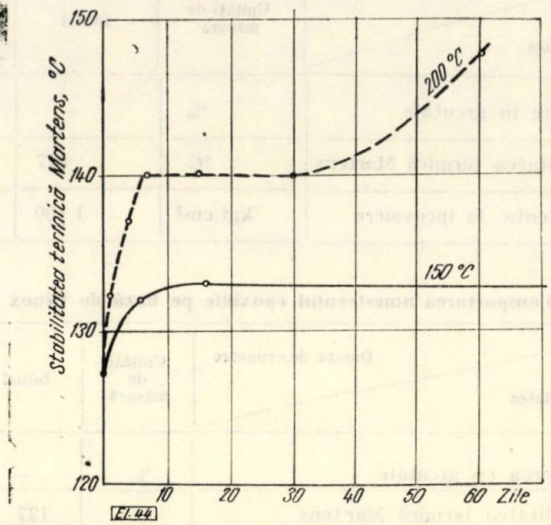


Fig. 2. Variaţia stabilităţii termice Martens a amestecului epoxidic pe bază de Dinox 110E, expus la îmbătrînire termică la 150°C şi 200°C.

Amestecurile în care s-a utilizat glicerina ca accelerator şi flexibilizator în acelaşi timp (recepturile A1 şi A4) oferă încă posibilităţi de reticulare în timpul expunerii termice, prin grupările hidroxil rămase libere, astfel că stabilităţile termice Martens înregistrează creşteri însemnate (cu 20% şi respectiv 30%). Paralel însă cu continuarea acestei reticulări se înregistrează o scădere importantă a rezistenţei la încovoiere (34%), apropiată de aceea a amestecului C1.

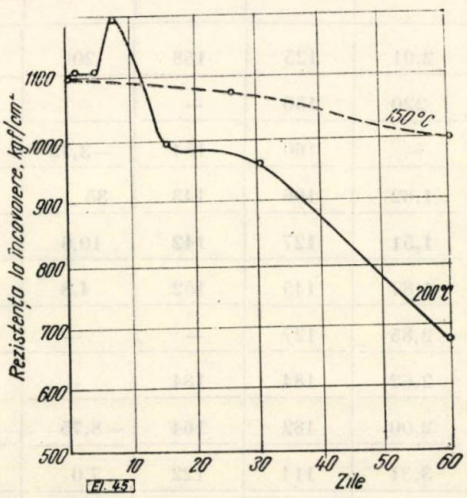


Fig. 3. Variaţia rezistenţei la încovoiere a amestecului epoxidic pe bază de Dinox 110E, expus la îmbătrînire termică la 150°C şi 200°C.

Rezultă că rezistenţa la îmbătrînire este funcţie de rezistenţa intrinsecă a legăturilor chimice din polimer, precum şi de gradul de reticulare al acestuia. Grupele reactive rămase libere pe catene crează noi punţi de legătură, în timpul

expunerii termice, rigidizînd şi tensionînd sistemele şi deci micşorînd rezistenţa la încovoiere a acestora.

Cazul răşinilor cicloalifatice precum şi al recepturilor cu hidroxid de aluminiu accentuează în continuare această concluzie, în sensul că aceste sisteme conţin, prin concepţie, o serie de grupe reactive libere (epoxi, carboxil, sau hidroxil), capabile să reticuleze în timpul expunerii termice. Sistemele cu răşini epoxidice cicloalifatice şi cantităţi echivalente de anhidride, prezintă grupe carboxil şi epoxi nereacţionate, din pricina împiedicărilor sterice, în timp ce sistemele cu hidroxid de aluminiu dispun de însăşi grupările hidroxil ale acestuia.

Se observă, de altfel, că receptura B1 cu cea mai mică variaţie a rezistenţei la încovoiere, a prezentat şi cea mai scăzută reticulare ulterioară.

În ceea ce priveşte efectul îmbătrînirii termice asupra rezistenţei la curenţi de scurgere, se constată că acesta este maxim, pentru amestecurile pe bază de Araldit F CY 205 şi Dinox 110 E, adică pentru amestecurile pe bază de răşini epoxidice bisfenolice.

Amestecurile pe bază de răşini cicloalifatice şi-au menţinut în general treapta iniţială de rezistenţă la curenţi de scurgere, dovedindu-se în această privinţă net superioare răşinilor epoxidice bisfenolice.

3. Concluzii

Îmbunătăţirea caracteristicilor dielectrice ale răşinilor epoxidice bisfenolice, prin adausuri de agenţi de întărire saturaţi şi materiale de umplutură ca hidroxidul de aluminiu, este posibilă, dar se face în general pe seama scăderii caracteristicilor mecanice. Modificările de compoziţie efectuate prin introducerea de flexibilizatoare au dat doar parţial rezultate, efectul negativ asupra proprietăţilor mecanice ale amestecurilor fiind preponderent.

Răşinile epoxidice cicloalifatice experimentate nu au prezentat în întregime caracteristici superioare. Totuşi două din cele patru răşini experimentale (Araldit CY 178 şi Araldit CY 179) au corespuns atît din punct de vedere mecanic cît şi dielectric. Avantajul principal al acestor răşini faţă de cele bisfenolice, constă în faptul că prezintă valori ridicate ale caracteristicilor dielectrice chiar şi în cazul umpluturii cu făină de cuarţ, evitîndu-se astfel hidroxidul de aluminiu care coboară simţitor caracteristicile mecanice.

Solicitarea la arc electric a fost singura la care răşinile epoxidice cicloalifatice s-au arătat net superioare răşinilor epoxidice bisfenolice. În alte solicitări superioritatea este de partea răşinilor epoxidice bisfenolice.

În ceea ce priveşte comportarea la îmbătrînire termică s-a observat că aceasta este în funcţie, pe lîngă natura legăturilor din polimerul reticulat, de gradul de reticulare al sistemului epoxidic, în sensul că reacţiile ulterioare între grupele reactive de pe lanţurile polimere, duc la o tensionare suplimentară a sistemelor şi respectiv scăderea caracteristicilor mecanice.

Sistemele cu răşini epoxidice cicloalifatice s-au comportat la îmbătrînire termică mai slab decît unele compoziţii pe bază de răşini epoxidice bisfenolice.

Rezultatele prezentate în această lucrare subliniază că este deosebit de dificil ca aceleaşi materiale, să aibă caracteristici în totalitate superioare. De aceea este necesar să se aleagă materialul electroizolant adecvat domeniului de solicitării, bine definit.

Bibliografie

[1] *Schmid, R.* şi *Stierli, R.* Influence des charges et adjuvantes sur les propriétés des resines epoxydes durcies. În : Plastiques modernes et élastomères, vol. **18**, nr. 8, oct 1966.

[2] *Schmid, R.* şi *Stierli, R.* Influence des charges et adjuvantes sur les propriétés des resines epoxides durcies (fin). În Plastiques modernes et élastomères, vol. **18**, nr. 9, nov 1966.

[3] * * * Comparison of different filers in epoxide resins. În : British Plastics, vol. **40**, nr. 5, mai 1967, p. 110—112.

[4] *Alan, F.* şi *Peach.* Acid anhydrides as curing agents for epoxide resins. În British Plastics, vol. **35**, nr. 5, mai 1952, p. 255—260.

[5] *Stere, E.* şi *Lucescu, S* : Utilizarea răşinilor epoxidice la fabricarea izolatoarelor şi pieselor electroizolante. În : Electrotehnica **15**, nr. 12, 1967, p. 453—461.

[6] *Stere, E.* Rezistenţa materialelor sintetice electroizolante la curenţi de conturnare. În : Lucrările I.C.P.E. nr.**19**, 1968, p. 120 — 126.

[7] *Jellinek, K.* Fortschritte auf dem Gebiet der Flexibilisierung aromatischer und cicloaliphatischer Epoxydharze. În : Kunststoffe (R. F. G.) **57**, nr. 8, 1967, p. 629—634.

Intrat în redacţie la 29. XII. 1968

Termoregulator proporţional cu tiristor

VASILE POPESCU, IULIAN DOGARU şi ALEXANDRU POP* — Bucureşti

CZ 621.316.74 : 621.382.3

La Centrul de Cercetări şi Producţie a Aparaturii Ştiinţifice al Academiei R.S.R. s-a realizat un termoregulator proporţional electronic cu tiristor, avînd ca traductor un termocuplu PtRh-Pt, destinat menţinerii constante a temperaturii în cuptoare electrice, de laborator, cu rezistenţă, de max.2 kVA/220 V, între limitele 100-1300°C.

La cuptoarele electrice cu rezistenţă, reglarea temperaturii se face, în mod obişnuit, utilizînd regulatorul bipoziţional. Dezavantajele reglării cu acest tip de regulator sînt cunoscute. In principal, ele constau în oscilaţia permanentă a temperaturii reglate, chiar cînd nu

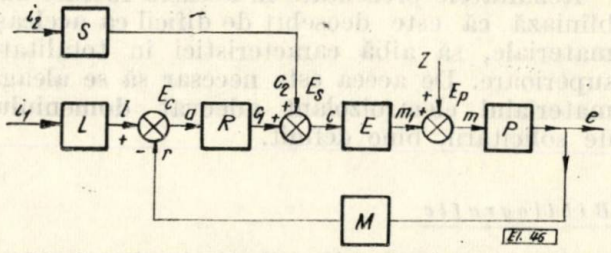


Fig. 1. Schema bloc a sistemului de reglare automată a temperaturii.

există perturbaţii şi în uzura relativ mare a elementului de execuţie.

Termoregulatorul realizat este de tip proporţional, în execuţie electronică. El are avantajul că reglează continuu temperatura şi o stabilizează la valoarea prescrisă, în limitele abaterii staţionare, ducînd la o uzură mică a elementului de execuţie.

Schema bloc a sistemului de reglare automată (S.R.A.) a temperaturii este dată în figura 1, în care :

L este un dispozitiv de liniarizare a caracteristicii traductorului ;
S — sursă pentru tensiunea de referinţă suplimentară ;
E_c — element de comparaţie ;
R — regulator proporţional ;
E_s, E_p — elemente de însumare ;
E — element de execuţie ;
P — obiectul reglării (cuptor electric cu rezistenţă) ;
M — element de măsurare (termocuplu PtRh10%-Pt).

Mărimile de intrare i_1 şi i_2 corespund fizic diviziunilor unor butoane numărătoare de ture pentru helipoţii H_1, H_2, amplasate pe panoul frontal al aparatului. Elementul de liniarizare L, constituie un braţ al unei punţi Wheatstone alimentată cu o tensiune continuă, stabilizată, de 12 V. Tensiunea l care se obţine în diagonala de măsură a acestei punţi, se înseriază cu tensiunea r dată de elementul de măsurare M, astfel încît cele două tensiuni să fie în opoziţie. Diferenţa de tensiuni rezultată, a, se aplică regulatorului R. Acesta cuprinde următoarele părţi :

— dispozitivul de convertire a tensiunii continue de măsurat într-o tensiune alternativă (modulatorul), care conţine un vibrator şi un transformator cu tole din permalloy ;

— amplificatorul de curent alternativ cu trei etaje (EF86, ECC81), a cărui amplificare este reglabilă ;

— discriminatorul de fază (demodulatorul), realizat cu dubla triodă ECC82 şi un transformator cu tole din permalloy.

In figura 2 se prezintă graficul dependenţei tensiunii de ieşire c_1 faţă de tensiunea de intrare, a, a regulatorului R. Elementul S este o sursă de tensiune continuă stabilizată. Această tensiune se aplică potenţiometrului helicoidal H_2 pe al cărui cursor se obţine tensiunea c_2. Tensiunea de ieşire din regulator c_1

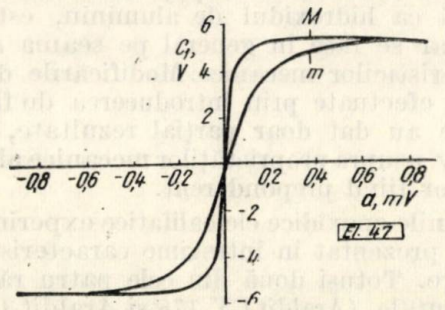


Fig. 2. Dependenţa tensiunii de ieşire faţă de tensiunea de intrare a regulatorului : M — la amplificarea maximă ; m — la amplificarea minimă.

se adună cu tensiunea continuă c_2 într-un element de însumare E_s. Introducerea semnalului de prescriere c_2, după regulator, micşorează atît timpul de pornire al sistemului de reglare cît şi abaterea staţionară.

Tot în elementul E_s se adună şi o tensiune sinusoidală, luată de la reţea prin intermediul unui transformator, al unui stabilizator şi a unei punţi de defazare. Suma tuturor acestor tensiuni se aplică la intrarea elementului de execuţie E, a cărui schemă de principiu este dată în figura 3.

* Ing. V. *Popescu*, ing. *I. Dogaru* şi ing. *A. Pop* sînt cercetători la Centrul de cercetări al Academiei.

In anoda părţii a doua a dublei triode ECC85 se obţin impulsuri dreptunghiulare, a căror durată depinde de mărimea componentei continue rezultantă în elementul de însumare E_s. Fronturile anterioare ale acestor impulsuri dreptunghiulare au astfel un defazaj faţă de tensiunea sinusoidală a reţelei, defazaj care depinde de tensiunea continuă rezultantă.

În felul acesta are loc transformarea comenzii de aprindere a tiristorului pe verticală

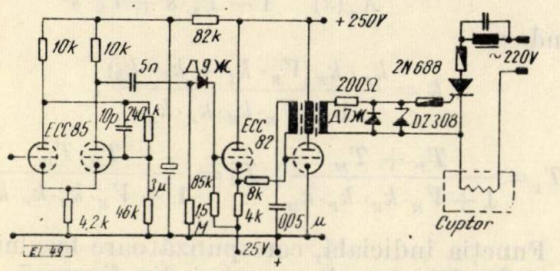


Fig. 3. Schema de principiu a elementului de execuţie.

(o tensiune continuă, c) într-o comandă orizontală (variaţia unghiului de conducţie a tiristorului, α) (fig. 4).

Impulsurile dreptunghiulare sînt diferenţiate, iar dioda Д 9 Ж permite ca, pe repetorul realizat cu prima jumătate a dublei triode ECC82, să se aplice numai impulsuri pozitive.

În înfăşurarea de ieşire a generatorului autoblocat, realizat cu a doua jumătate a tubului ECC82, se obţin impulsuri pozitive, cu o durată de circa 20μs şi o amplitudine de circa 4 V, care se aplică joncţiunii poartă-catod şi care amorsează sigur spaţiul anod-catod al tiristorului. O dată amorsat, tiristorul conec-

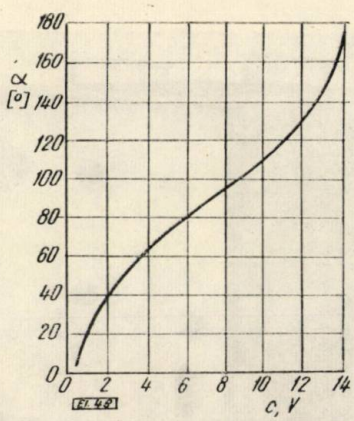


Fig. 4. Unghiul de conducţie al tiristorului în funcţie de tensiunea continuă de comandă.

tează tensiunea alternativă a reţelei (pînă la trecerea prin zero a acesteia) pe rezistenţa electrică a cuptorului P.

La punerea în funcţiune a termoregulatorului, interiorul cuptorului fiind aproximativ la temperatura ambiantă, tensiunea r, dată de termocuplul M, este mult mai mică decît tensiunea 1, din diagonala punţii Wheatstone. Rezultă la intrarea regulatorului o tensiune pozitivă mare, care amplificată dă o tensiune pozitivă rezultantă, la intrarea elementului de execuţie E, atît de mare, încît ar bloca acest element. Pentru a evita acest lucru, după însumarea celor două tensiuni continue, de la ieşirea regulatorului şi de la sursa S, tensiunea rezultantă se limitează la valoarea de 14 V cu ajutorul unui limitator cu diodă. Prin rezistenţa cuptorului trec nedeformate alternanţele care se aplică cu plusul pe anoda tiristorului. Cînd temperatura din cuptor se apropie de cea prescrisă, unghiul de conducţie al tiristorului se micşorează. La depăşirea temperaturii prescrise, la intrarea regulatorului se aplică o tensiune continuă negativă, care micşorează în continuare unghiul de conducţie al tiristorului. Cînd temperatura cuptorului scade, faţă de cea prescrisă, unghiul de conducţie creşte etc., cuptorul intrînd apoi în regim staţionar.

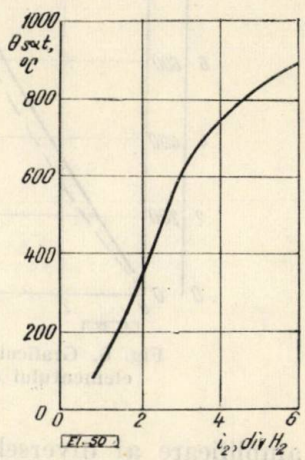


Fig. 5. Caracteristica statică a cuptorului.

Măsurarea temperaturii în cuptor s-a făcut cu un alt termocuplu etalon Pt Rh10%-Pt, amplasat în vecinătatea termocuplului M, utilizînd un compensator de clasă 0,1. Capetele reci ale celor două termocuple s-au menţinut la 0°C într-un vas Dewar cu gheaţă în topire.

Prescrierea brută a temperaturii se face stabilind pe i_2 conform graficului de etalonare ridicat în prealabil cu regulatorul deconectat la elementul de însumare. În figura 5 este dat graficul corespunzător cuptorului cu care s-a lucrat (de formă tubulară, cu rezistenţă, 1 kVA). Prescrierea fină a temperaturii, care nu depinde de cuptor, se face stabilind pe i_1 conform graficului de etalonare al elementului de liniarizare L (fig.6).

Curba din figura 7, ridicată experimental, reprezintă funcţia indicială a S.R.A. format de termoregulator şi cuptor. Expresia analitică a acestei funcţii se stabileşte cu ajutorul funcţiei de transfer (F.T.) a sistemului de reglare închis cuptor-termoregulator.

Fie :

$$Y_L(s)=k_1;\ Y_E(s)=k_E;\ X_a(s)=X_{i_1}(s)-X_r(s);$$

$$Y_S(s)=k_2;\ Y_P(s)=\frac{k_P}{1+T_P\cdot s};$$

$$X_c(s)=X_{c_1}(s)+X_{c_2}(s);\ Y_R(s)=V_R; \quad (1)$$

$$Y_M(s)=\frac{k_M}{1+T_M\cdot s};\ X_m(s)=Z(s)+X_{m_1}(s);$$

$$X_{i_2}(s)=k_3\,X_{i_1}(s),$$

precum şi F.T. ale verigilor S.R.A., considerate liniare, în care s-au notat cu k_i coeficienţii de

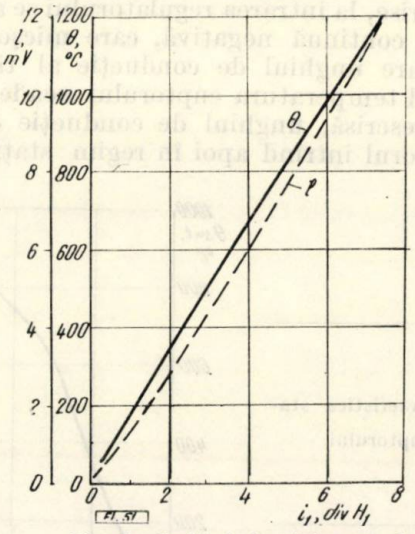


Fig. 6. Graficul de etalonare al elementului de liniarizare.

amplificare ai diverselor verigi, V_R — coeficientul de amplificare al regulatorului şi T_P şi T_M constanta de timp a procesului, respectiv a elementului de măsurare.

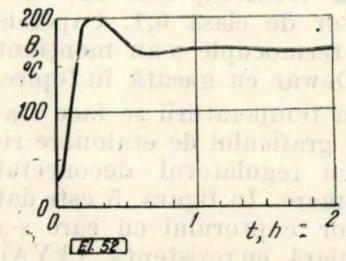


Fig. 7. Funcţia indicială a S.R.A. ridicată experimental.

Transformata Laplace a mărimii de ieşire a S.R.A., ţinînd seamă de ecuaţiile (1) şi de schema bloc din figura 1, este :

$$X_e(s)=\frac{Y_d(s)\cdot Y_L(s)+Y_P(s)\cdot Y_E(s)\cdot Y_S(s)}{1+Y_d(s)\cdot Y_r(s)}\cdot$$

$$\cdot X_i(s)+\frac{Y_P(s)}{1+Y_d(s)\cdot Y_r(s)}\cdot Z(s), \quad (2)$$

unde :

$$Y_d(s)=Y_R(s)\cdot Y_E(s)\cdot Y_P(s);$$
$$Y_r(s)=Y_M(s). \quad (3)$$

Făcînd $Z(s)=0$ în ecuaţia (2), adică neglijînd efectul perturbaţiilor, obţinem locul de transfer al S.R.A. închis relativ la mărimea de referinţă :

$$Y_0(s)=\frac{X_e(s)}{X_i(s)}=\frac{k(1+T_M\cdot s)}{1+T_1\cdot s+T_2^2\cdot s^2}, \quad (4)$$

unde :

$$k=\frac{k_P\cdot k_E(V_R\cdot k_1+k_2\cdot k_3)}{1+V_R\cdot k_E\cdot k_P\cdot k_M}; \quad (5)$$

$$T_1=\frac{T_P+T_M}{1+V_R\cdot k_E\cdot k_P\cdot k_M};\ T_2^2=\frac{T_P\cdot T_M}{1+V_R\cdot k_E\cdot k_P\cdot k_M}.$$

Funcţia indicială, corespunzătoare locului de transfer (4), are alura curbei din figura 7.

S.R.A. descris este stabil pentru orice valoare a factorului de amplificare V_R al regulatorului. Acest lucru se verifică imediat prin aplicarea criteriului de stabilitate simplificat al lui Nyquist locului de transfer al sistemului deschis, care se deduce din ecuaţia (2).

Regulatorul fiind de tip proporţional este caracterizat de o abatere staţionară. Această abatere staţionară se poate micşora prin creşterea coeficientului de amplificare V_R al regulatorului, dacă nivelul perturbaţiilor nu variază.

Performanţele obţinute cu acest aparat sînt următoarele :

— amplificarea regulatorului este reglabilă în limitele 20 000 — 100 000 ;

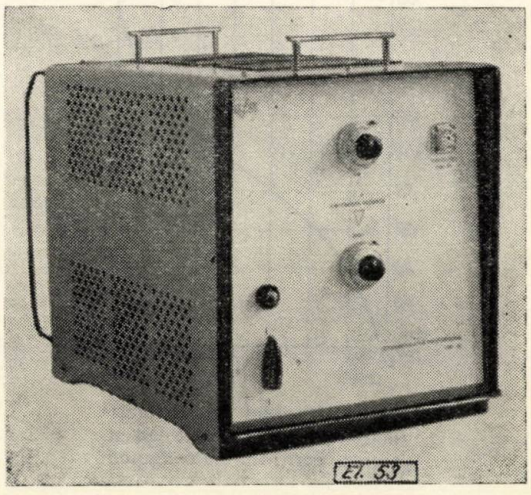


Fig. 8

— domeniul de reglare al temperaturii este cuprins între 100 — 1 300°C cu posibilitatea de prescriere din grad în grad ;

— pragul de detecţie de 10 μV ;

— stabilitatea reglării în regim permanent este $< \pm 0{,}5°C$.

Acest termoregulator (fig. 8) a fost conceput pentru a fi utilizat în cercetarea științifică. Un exemplu concret îl constituie folosirea lui la determinarea datelor termochimice prin calorimetria de cădere, aplicabilă compușilor în stare solidă.

Aducem mulțumiri, pe această cale, Prof. dr. doc. ing. Ion S. Antoniu membru corespondent, pentru sfaturi și încurajare.

Bibliografie

[1] *Richard, M., Isaac, R., Eyraud, L.* și *Elston, J.* Dispositif de programmation continue des temperatures. In : Mesures — Control Industrial, nr. 310, mars 1963.

[2] *Gaudry, M.* Les thyristors — Fonctionnement et utilisation. Paris, Dunod, 1965.

[3] *Oppelt, W.* Tehnica reglării automate. București, Editura tehnică, 1965.

Intrat în redacție la 21.XI. 1968

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Modelarea ecuației de comutație cu ajutorul unui calculator analogic

GRIGORE CURIAC* — București

CZ 621.316.932.011.1.001.57 : 681.332.05

La mașinile electrice de curent continuu studiul comutației prezintă un interes deosebit deoarece o comutație necorespunzătoare este cauza majorității neregularităților ce pot apare în funcționarea acestor mașini.

S-au făcut diferite încercări pentru a se cerceta comutația în mașinile electrice de curent continuu cu ajutorul ecuației de comutare. În cele ce urmează este prezentată, o încercare de modelare a ecuației de comutare cu ajutorul unui calculator analogic dotat cu elemente auxiliare, construite special în acest scop [1].

Ecuația de comutație

Între tensiunea de contact u și densitatea de curent j ale unei perii, se presupune a exista relația :

$$u = k\, j^{1/n}, \quad (n > 1), \qquad (1)$$

unde k și n sînt constante.

Se mai fac următoarele presupuneri :

— lățimea periei este egală cu grosimea unei lamele de colector ;

— grosimea izolației dintre lamelele colectorului este neglijabilă ;

— tensiunea electromotoare indusă prin rotație în secția ce comută este constantă în tot cursul comutației. Corespunzător schemei din figura 1, ecuația comutației este :

$$L\frac{di}{dt} + k\, J_1^{1/n} + k\, J_2^{1/n} + Ri = e_c \qquad (2)$$

în care :

L este inductivitatea secției care comută ;

R — rezistența secției care comută ;

i — curentul ce circulă în secția care comută ;

e_c — tensiunea electromotoare indusă din exterior, prin rotație, în secția care comută ;

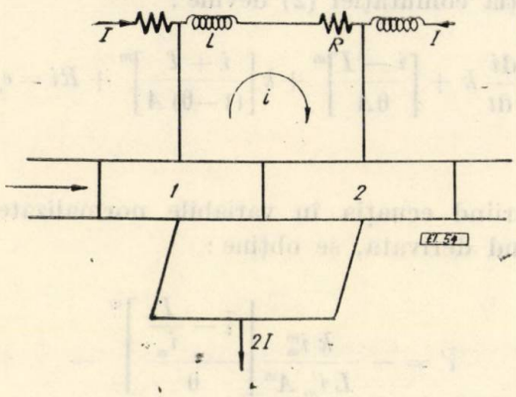


Fig. 1

j_1 — densitatea de curent în suprafața de contact a periei cu lamela de colector nr. 1 ;

j_2 — densitatea de curent în suprafața de contact a periei cu lamela nr. 2.

Densitățile de curent sînt date de expresiile :

$$J_1 = \frac{i - I}{\frac{t}{T}A}\,; \quad J_2 = \frac{i + I}{\left(1 - \frac{t}{T}\right)A}, \qquad (4)$$

* Ing. *Curiac Grigore* este inginer stagiar la I.C.P.E. București.

în care T este perioada de comutație, t — timpul, I — curentul într-o cale de curent, iar A — suprafața totală de contact a periei.

Făcînd notațiile :

$$\theta = \frac{t}{T} \text{ și } m = \frac{1}{n},$$

Folosind date uzuale pentru un generator de 25 kW, 115 V, 1 450 rot/min, se pot calcula elementele necesare pentru a scrie ecuația (5) în valori numerice. Astfel, perioada de comutație este :

$$T = \frac{t_k}{v_k} = \frac{0{,}57 \times 10^{-2}}{13{,}65} = 4{,}18 \times 10^{-4} \text{ s.}$$

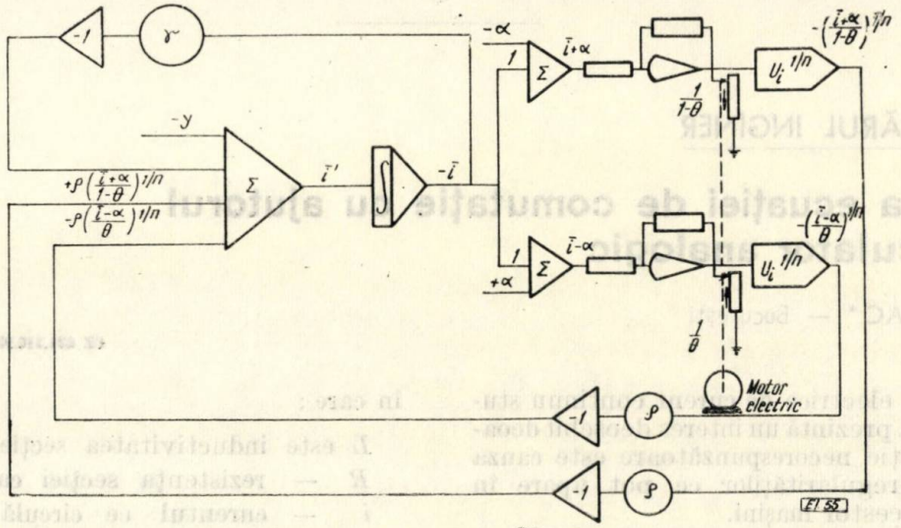


Fig. 2

ecuația comutației (2) devine :

$$L\frac{di}{dt}k + \left[\frac{i-I}{\theta A}\right]^m + k\left[\frac{i+I}{(1-\theta)A}\right]^m + Ri = e_c \tag{4}$$

Scriind ecuația în variabile normalizate și izolînd derivata, se obține :

$$\bar{i}' = -\frac{k\,i_m^m}{L\,i'_m\,A^m}\left[\frac{\bar{i} - \dfrac{I}{i_m}}{\theta}\right]^m - \frac{k\,i_m^m}{L\,i'_m\,A^m}\left[\frac{\bar{i} + \dfrac{I}{i_m}}{1-\theta}\right]^m - \frac{R\,i_m}{L\,i'_m}\bar{i} + \frac{e_c}{L\,i'_m}. \tag{5}$$

În figura 2 este arătată schema grafică de calcul corespunzătoare, în care s-au făcut notațiile :

$$\rho = \frac{k\,i_m^m}{L\,i'_m\,A^m}\,;\ \alpha = \frac{I}{i_m}\,;\ \gamma = \frac{R\,i_m}{L\,i'_m}\,;\ Y = \frac{e_c}{L\,i'_m}\,.$$

Tensiunea electromotoare indusă prin rotație în secția ce comută are valoarea :

$$e_c = 0{,}65 \text{ V.}$$

Se pot considera următoarele valori maxime :

$$i'_m = \frac{e_c}{L} = \frac{0{,}65}{3{,}738 \times 10^{-6}} = 0{,}174 \times 10^6.$$

Folosind caracteristica $u = f(j)$ a periei tip E 49, dată în catalogul SCHUNK EBE GMBH GIESSEN (reprezentată în unități relative în figura 5), se obțin constantele :

$$k = 0{,}636\,;\ m = 0{,}353.$$

Valorile coeficienților ecuației (5) sînt :

$$\rho = \frac{k}{L\,i'_m}\left(\frac{i_m}{A}\right)^m = \frac{0{,}636}{3{,}738\times10^{-6}\times0{,}174\times10^6}\left(\frac{111}{320\times3\times10^{-6}}\right)^{0{,}353} = 58{,}6\,;$$

$$\alpha = \frac{I}{i_m} = \frac{111}{111} = 1\,;\ Y = \frac{e_c}{L\,i'_m} = 1\,;$$

$$\gamma = \frac{R\,i_m}{L\,i'_m} = \frac{1{,}16 \times 10^{-3} \times 111 \times 3}{3{,}738 \times 10^{-6} \times 0{,}174 \times 10^6} = 0{,}594.$$

Înlocuind valorile numerice în relația (5) se obține :

$$\bar{i}' = -58{,}6\left(\frac{\bar{i}-1}{\theta}\right)^{0{,}353} - 58{,}6\left(\frac{\bar{i}+1}{1-\theta}\right)^{0{,}353} - 0{,}594\,\bar{i} + 1 \qquad (6)$$

Schema de calcul este redată în figura 3.

Tabela 1

u_e	V	0	0,7	0,88	1,02	1,15	1,25	1,35	1,44	1,52	1,59	1,67
u_i	V	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100

ducție ale unor diode cu germaniu montate ca în figura 4. Caracteristica obținută (tabela 1) este reprezentată în unități relative în figura 5.

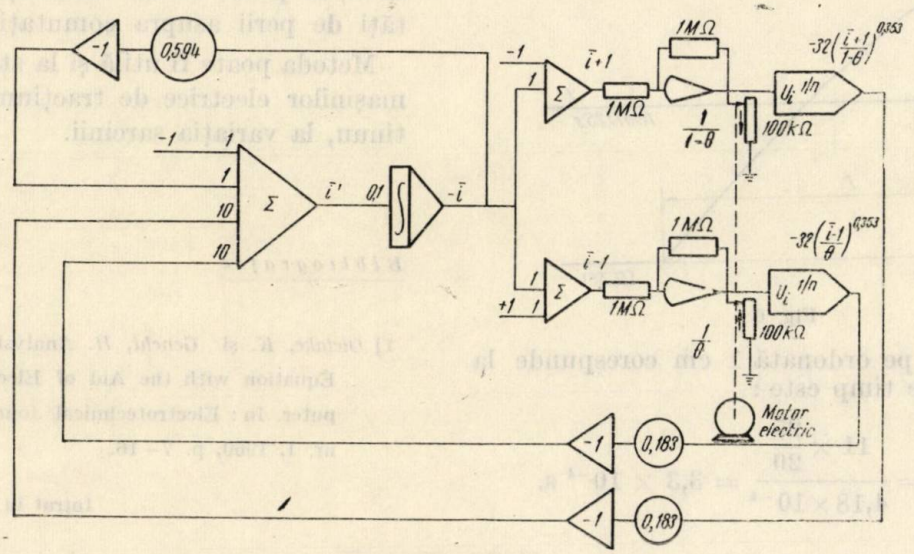


Fig. 3

Modelul analogic folosit pentru experimentarea și elementele anexate lui

Pentru realizarea experimentală a modelului a fost utilizat calculatorul analogic MAC 1 care aparține laboratorului de calculatoare elec-

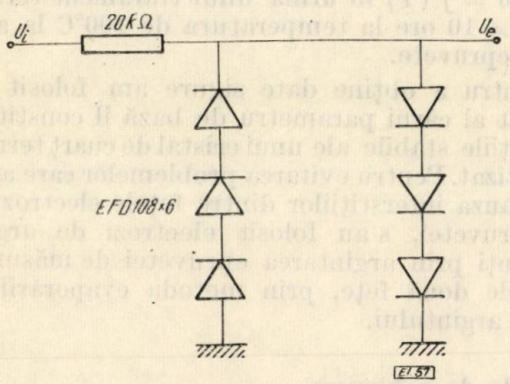


Fig. 4

tronice al Insitutului Politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" — București.

Pentru simularea contractelor neliniare ale periei au fost folosite caracteristicile de con-

În ce privește modul de realizare a împărțirii prin θ și 1 - θ, sînt utilizate generatoare

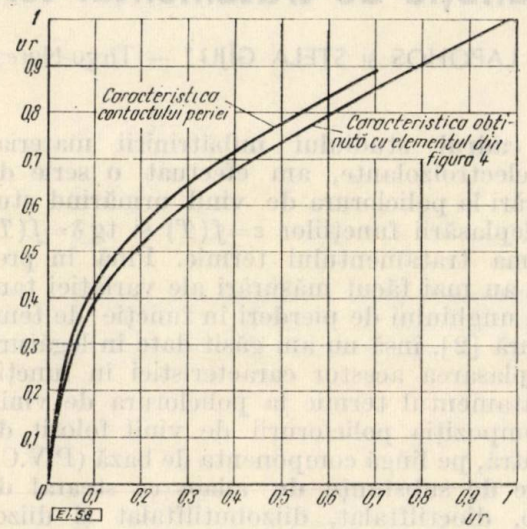


Fig. 5

de funcții formate cu ajutorul unor potențiometre elicoidale ale căror cursoare sînt acționate de un motor ce are viteza constantă (fig. 2).

Rezultate. Concluzii

Variaţia curentului în secţia ce comută, obţinută prin acest procedeu este cea arătată în figura 6. Pe abscisă, 1 cm reprezintă 24/20 =

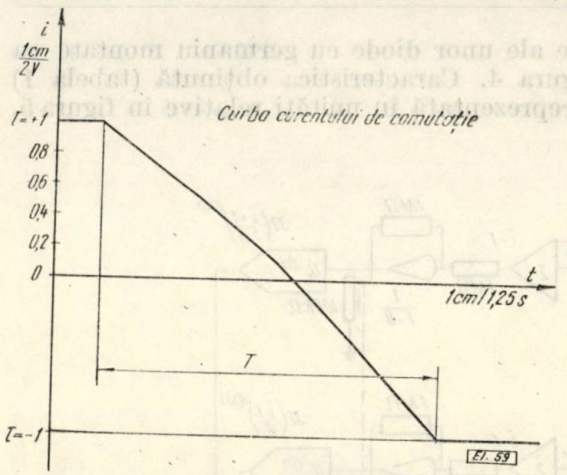


Fig. 6

= 1,25 s, iar pe ordonată 1 cm corespunde la 2 V. Scara de timp este :

$$N_1 = \frac{T_c}{T_k} = \frac{11 \times \frac{25}{20}}{4{,}18 \times 10^{-4}} = 3{,}3 \times 10^{-4} \text{ s.}$$

Unitatea maşinii de calcul este de 10 V.

Comutaţia s-a constatat a fi exact liniară, pentru oricare valoare a lui ρ şi α ($R=0$), ceea ce a verificat valabilitatea analogiei.

Metoda de modelare prezentată poate fi utilă pentru un studiu detaliat al fenomenului de comutaţie, dînd diferite valori parametrilor ecuaţiei studiate. De asemenea, pentru o maşină dată, se poate studia influenţa diferitelor calităţi de perii asupra comutaţiei.

Metoda poate fi utilă şi la studiul comutaţiei maşinilor electrice de tracţiune în curent continuu, la variaţia sarcinii.

Bibliografie

1] *Oletake, K.* şi *Genchi, H.* Analysis of the Comutation Equation with the Aid of Electronic Analog Computer. In : Electrotechnical Journal of Japan, vol. 6, nr. 1, 1960, p. 7—16.

Intrat în redacţie la 10.V.1969

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

Variaţia caracteristicilor dielectrice la policlorura de vinil în funcţie de tratamentul termic la frecvenţa de 440 kHz

IOAN LAPOHOS şi STELA GÎJU* — Tîrgu-Mureş

CZ 621.315.619.1 :621.317.333

In cadrul studiului îmbătrînirii materialelor electroizolante, am efectuat o serie de măsurări la policlorura de vinil urmărind studiul deplasării funcţiilor $\varepsilon = f(T)$ şi $\operatorname{tg}\delta = f(T)$ în urma tratamentului termic. Pînă în prezent s-au mai făcut măsurări ale variaţiei tangentei unghiului de pierderi în funcţie de temperatură [2], însă nu am găsit date în legătură cu deplasarea acestor caracteristici în funcţie de tratamentul termic la policlorura de vinil. In compoziţia policlorurii de vinil folosit de noi, intră, pe lîngă componenta de bază (P.V.C.) o serie de substanţe de adaos ca stearat de plumb, dioctilftalat, diizobutilftalat şi diizobutilsebacat.

Am măsurat constanta dielectrică ε şi tangenta unghiului de pierderi, tg δ la un număr de zece probe în funcţie de temperatură. Am urmărit de asemenea, deplasarea funcţiilor $\varepsilon = f(T)$ şi $\operatorname{tg}\delta = f(T)$ în urma unui tratament termic de 3×10 ore la temperatura de 100°C la aceleaşi epruvete.

Pentru a obţine date sigure am folosit un aparat al cărui parametru de bază îl constituie oscilaţiile stabile ale unui cristal de cuarţ termostatatizat. Pentru evitarea problemelor care apar din cauza interstiţiilor dintre feţele electrozilor şi epruvetei, s-au folosit electrozi de argint obţinuţi prin argintarea epruvetei de măsurat, pe cele două feţe, prin metoda evaporării în vid a argintului.

Metoda de măsurare

Aparatul de măsurat funcţionează pe baza rezonanţei a două oscilatoare dintre care unul lucrează la o frecvenţă stabilizată cu cristal de cuarţ termostatizat, iar în circuitul oscilant al celuilalt oscilator este introdusă epruveta de măsurat.

* *I. Lapohos* este conferenţiar, iar *Stela Gîju* este asistentă la Institutul pedagogic din Tg. Mureş.

Obţinînd o rezonanţă electrică fără epruvetă şi pe urmă în prezenţa acesteia în circuitul de măsură, poate fi determinată constanta dielec-

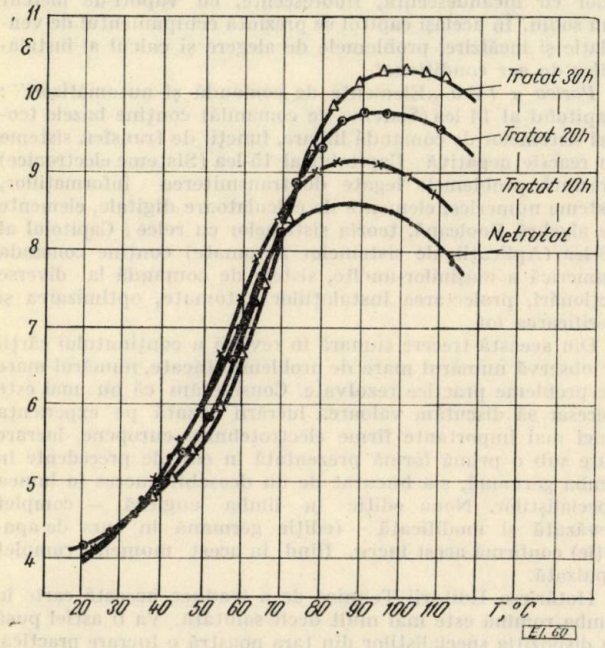


Fig. 1

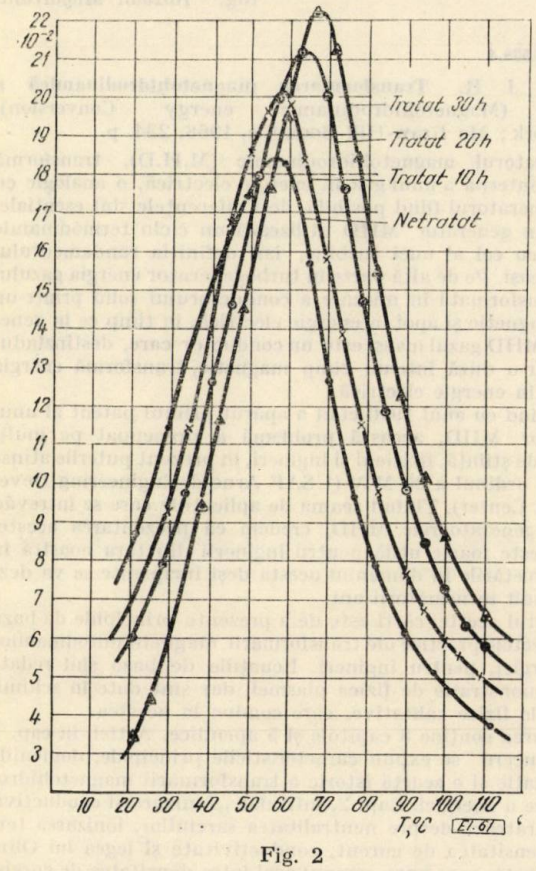


Fig. 2

trică comparînd capacitatea epruvetei cu capacitatea unui condensator de aceleaşi dimensiuni cu izolaţie de aer.

Rezistenţa de pierderi a epruvetei s-a măsurat înlocuind-o cu un circuit serie cu parametrii concentraţi. Mărimea rezistenţei corespunzătoare pierderilor dielectrice s-a obţinut prin reglarea curentului de grilă a tubului oscilator cu această rezistenţă. Deci identitatea curenţilor de grilă obţinută în prezenţa, în circuitul de măsură, a epruvetei şi a circuitului cu parametrii concentraţi, am considerat-o drept un indiciu a echivalenţei celor două rezistenţe. Cunoscînd capacitatea epruvetei şi rezistenţa de pierderi, se poate calcula tangenta unghiului de pierderi după relaţia cunoscută : $\mathrm{tg}\delta = \omega CR$, valabilă pentru un circuit serie cu parametrii concentraţi.

Rezultatele măsurărilor

Rezultatele măsurărilor sînt cuprinse în figurile 1 şi 2. Din figura 1 care reprezintă $\varepsilon = f(T)$ se observă că pînă la temperatura de aproximativ 65°C caracteristica creşte brusc, atinge apoi un maxim, după care începe să descrească. De asemenea, înălţimea maximului creşte o dată cu tratamentul termic.

Din figura 2, care reprezintă funcţia $\mathrm{tg}\delta = f(T)$ se observă cum, caracteristica prezintă un maximum a cărui valoare creşte o dată cu tratamentul termic, precum şi o deplasare evidentă a caracteristicii înspre temperaturi mai mari din cauza tratamentului termic.

Concluzii

In jurul temperaturii camerei, permitivitatea dielectrică nu-şi schimbă valoarea în mod considerabil în urma tratamentului.

Maximele curbelor $\varepsilon = f(T)$ cresc în mod evident cu tratamentul termic.

Se constată că în jurul temparturii camerei valoarea $\mathrm{tg}\delta$ descreşte puţin în urma tratamentului termic, urmînd ca la temperaturi mai mari decît cea corespunzătoare maximelor, situaţia să se inverseze.

Se constată o deplasarea evidentă a curbelor $\mathrm{tg}\,\delta = f(T)$ precum şi a maximelor acestora înspre temperaturi mai ridicate în urma tratamentului termic, ceea ce ar putea fi caracteristic pentru îmbătrînirea policlorurii de vinil.

Bibliografie

[1] *Skanavi, G. G.* Fizica dielectricov.
[2] *Bogoroditki, N. P.*; *Paştnkov, V. V.* Materiale folosite în radioelectronică, Editura tehnică, 1963, Bucureşti, p. 149—166.
[3] *Von Thomass Hans.* P.V.C. — FOLIEN ; Rohstoffe, Herstellungsverfahren Eigenschaften, Prüfung, Weiter verarbeitung und Anwendung, p. 184—190.
[4] *Lapohos, I.* Aparat pentru studiul proprietăţilor dielectrice ale materialelor electroizolante. Lucrarea susţinută la sesiunea ştiinţifică a Institutului Pedagogic de 3 ani din T. Mureş, 1965.

Intrat în redacţie la 3.II.1969.

RECENZII

CZ 621.3(021.4)(43)

Siemens. Memoratorul inginerului electrician (Electrical Enginering Hand book). Siemens Aktiengesellschaft, Berlin — München, 1969, 749 pag.

Cartea reprezintă un memorator al inginerului electrician, memorator redactat de un grup de cercetători şi ingineri ai Firmei Siemens; lucrarea oferă un material deosebit de interesant la îndemîna, atît a specialiştilor, cît şi a celor cu studii medii, permiţînd rezolvarea celor mai diverse probleme pe care practica inginerului le ridică.

Lucrarea este împărţită în patru părţi care conţin atît elemente cu caracter general (matematică, bazele electrotehnicii) cît şi probleme concrete ale exploatării.

Partea I „Bazele ingineriei electrotehnice„ conţine patru capitole: Capitolul 1 reprezintă o trecere în revistă a unităţilor de măsuri uzual folosite în mecanică, relaţiile şi tabelele de conversiune dintr-un sistem în altul; Capitolul al 2-lea se ocupă de structura materiei, de elemente ale fizicii corpului solid, elemente de fizică nucleară, prezentîndu-se pe scurt proprietăţile materialelor utilizate în electrotehnică (feromagnetice, conductoare, izolatoare şi semiconductoare). Capitolul se încheie cu o scurtă trecere în revistă a problemelor de acustică, precum şi a oscilaţiilor electromagnetice pe toată lăţimea spectrului; Capitolul al 3-lea (Metode de calcul în electrotehnică) începe cu o scurtă prezentare a elementelor de matematică; funcţii, serii, determinanţi, matrici, metode de calcul numeric, transformata Laplace; metodele de rezolvare aproximativă a cîmpurilor din electrotehnică, precum şi formulele exacte pentru diverse probleme plane. Se prezintă metoda calculului complex în circuitele de curent alternativ, locuri geometrice, dipolii şi cuadripolii pasivi, linii lungi, componente simetrice; Capitolul al 4-lea (Cantităţi electrice şi magnetice) conţine o trecere în revistă a mărimilor şi legilor din electrotehnică.

Partea a II-a „Producerea şi transformarea energiei electrice" este o prezentare a reţelelor şi maşinilor electrice: Capitolul al 5-lea (Centrale) se ocupă de elemente de transformarea energiei calorice şi mecanice în energie electrică-cazane, turbine cu aburi, centrale nucleare, centrale hidro, probleme de montaj şi construcţie; Capitolul al 6-lea — Maşina sincronă — caracteristicile de funcţionare pentru regimul staţionar şi tranzitoriu, parametrii şi metodele lor de măsură; Capitolul al 7-lea — O prezentare foarte sumară a motoarelor asincrone şi de curent continuu, regimurile lor staţionare şi dinamice, comportarea în condiţii anormale de funcţionare. Este expusă o clasificare şi simbolizare a acestor motoare, conform standardelor germane, tipurile de protecţie şi clasele de izolaţie. Sînt date formulele de calcul pentru diverse regimuri termice, încălzirea şi transferul de căldură; Capitolul al 8-lea (Distribuţia energiei electrice) se ocupă de parametrii liniilor electrice, scurtcircuitele în sistemele trifazate, efectele lor termice şi mecanice. Un subcapitol este prevăzut pentru problemele de protecţie. Urmează o prezentare a transformatoarelor, convertoarelor statice (diverse tipuri de redresoare cu diode sau tiristoare), bateriile de capacităţi, cablurile de putere şi reţele aeriene; Capitolul al 9-lea (Întreruptoare şi instrumente de măsură). Se prezintă întreruptoare de joasă şi înaltă tensiune, probleme legate de întreruperea sarcinii, protecţia contra scurtcircuitelor şi supratensiunilor atmosferice.

Partea a III-a „Utilizarea energiei electrice":

Capitolul al 10-lea (Tracţiunea electrică) cuprinde date generale ale liniilor şi locomotivelor electrice utilizate în diverse ţări din lume, metode de determinare a forţelor şi puterilor necesare în tracţiunea, construcţia şi calculul liniilor de contact, sisteme în curent continuu şi alterantiv; Capitolul al 11-lea (Producerea electrică a căldurii) conţine cuptoare cu arc şi de inducţie, problemele de încălzire prin inducţie, instalaţiile de medie şi înaltă frecvenţă, călirea prin inducţie producerea căldurii în dielectrici. Un subcapitol se ocupă de probleme de sudură prin arc, instalaţii cu plasmă, sudură prin contact, instalaţii cu fascicul de laser sau electroni, prelucrare prin scîntei; Capitolul al 12-lea (Electrochimie) prezintă acoperirile galvanice, tratarea electrică a petrolului, producerea de ozon, procese de electroliză. Un subcapitol cuprinde pile de combustie, acumulatoare clasice, baterii; Capitolul al 13-lea (Alte aplicaţii) cuprinde probleme de iluminare, elemente de optică, prezentarea lămpilor cu incandescenţă, fluorescente, cu vapori de mercur sau sodiu. În acelaşi capitol se prezintă echipamentul de ventilaţie şi încălzire, problemele de alegere şi calcul al instalaţiilor de aer condiţionat.

Partea a IV-a „Elemente de comandă şi automatizări": Capitolul al 14-lea (Sisteme de comandă) conţine bazele teoriei sistemelor de comandă liniare, funcţii de transfer, sisteme cu reacţie negativă; Capitolul al 15-lea (Sisteme electronice) prezintă problemele legate de transmiterea informaţiilor, sisteme numerice, elemente de calculatoare digitale, elemente de algebră Booleană, teoria sistemelor cu relee; Capitolul al 16-lea (Aplicaţii ale sistemelor automate) conţine comanda numerică a maşinilor-unelte, sistem de comandă la diverse acţionări, proiectarea instalaţiilor automate, optimizarea şi verificarea lor.

Din această trecere sumară în revistă a conţinutului cărţii se observă numărul mare de probleme atacate, numărul mare de probleme practice rezolvate. Considerăm că nu mai este necesar să discutăm valoarea lucrării bazată pe experienţa celei mai importante firme electrotehnice europene, lucrare care sub o primă formă prezentată în ediţiile precedente în limba germană, s-a bucurat de un deosebit succes în lumea specialiştilor. Noua ediţie în limba engleză — complet revăzută şi modificată — (ediţia germană în curs de apariţie) confirmă acest lucru, fiind în acest moment complet epuizată.

Hotărîrea Editurii Tehnice de a traduce această carte în limba romînă este mai mult decît salutară. Va fi astfel pusă la dispoziţia specialiştilor din ţara noastră o lucrare practică, deosebit de valoroasă şi sîntem convinşi că va trezi un mare interes în rîndurile cititorilor.

Ing. *Răzvan Măgureanu*

CZ 620.93.538.4

Rosa, J. R. **Transformarea magnetohidrodinamică a energiei** (Magnetohidrodinamic energy Conversion). New York; Mc Graw-Hill Book Cie, 1968, 234. p.

Generatorul magnetohidrodinamic (M.H.D), transformă energia internă a unui gaz în energie electrică, o analogie cu turbogeneratorul fiind posibilă, deşi diferenţele sînt esenţiale. Astfel un generator MHD utilizează un ciclu termodinamic similar cu cel al unei turbine, iar definiţia randamentului este aceeaşi. Pe de altă parte în turbogenerator energia gazului este transformată în mişcare a conductorului solid printr-un cîmp magnetic şi apoi în energie electrică, în timp ce în generatorul MHD gazul însuşi este un conductor care, destinzîndu-se printr-o duză într-un cîmp magnetic, transformă energia gazului în energie electrică.

Începînd cu anul 1910 cînd a apărut primul patent al unui generator MHD, această problemă a preocupat pe mulţi oameni de ştiinţă, fizicieni şi ingineri, în prezent puterile atinse fiind de ordinul a 20 MW (USAF Arnold Engineering Development Center). Ţinînd seama de aplicaţiile care se întrevăd pentru generatoarele MHD, credem că prezentarea acestei lucrări este foarte utilă pentru inginerii din ţara noastră în care cercetările în domeniul acesta deşi incipiente se va dezvolta mult în următorii ani.

Obiectul acestei cărţi este de a prezenta principiile de bază şi aspectele practice ale transformării magnetohidrodinamice ale energiei, pentru ingineri. Ecuaţiile de bază sînt redate fără demonstraţie de fizica plasmei, dar sînt date în schimb premisele fizice calitative, care conduc la acestea.

Lucrarea conţine 8 capitole şi 5 apendice. Astfel, în cap. 1 „Introducere" se expun caracteristicile principale, domeniile de aplicaţie şi o scurtă istorie a transformării magnetohidrodinamice a energiei. Cap. 2, intitulat „Ionizare şi conductivitate", tratează despre neutralitatea sarcinilor, ionizarea termică, densitatea de curent, conductivitate şi legea lui Ohm generalizată, care pune semnul egal între densitatea de curent şi suma a 4 termeni datoraţi: conducţiei, efectului Hall, difuziei şi efectelor inerţiale.

Cap. 3 „Mecanica fluidelor" conţine şi o expunere a ecuaţiilor de bază: ecuaţia momentului, ecuaţia energiei şi

ecuaţia de continuitate şi diferite variante simplificate ale lor. Aceste ecuaţii leagă mărimi mecanice şi termodinamice (viteza gazului, energia internă a gazului) cu mărimile electromagnetice (vectorul cîmp E, B, J) în aceleaşi ecuaţii. Se indică şi unele metode speciale de rezolvare.

Unele probleme speciale ca: consecinţele inginereşti ale efectului Hall şi ionizarea neechilibrată sînt tratate în Cap. 4 şi 5, respectiv.

O problemă de mare interes practic pentru inginer este proiectarea magnetului care formează una din piesele principale ale generatorului MHD. (Cap. 6). Una dintre soluţiile preconizate este aceea cu bobină utilizînd fenomenul de supraconductivitate. Tot despre proiectarea generatorului MHD tratează Cap. 7, în care se dau relaţii şi curbe pentru dimensionarea geometriei generatorului MHD, canalelor de scurgere a gazelor, pereţilor izolanţi, electrozilor şi altele.

Ca aplicaţii, în Cap. 8 se indică: generarea energiei electrice publice (cu combustibil chimic şi cu combustibil nuclear), generatoare pentru rachete şi aplicaţii aerospaţiale etc.

În cele 5 anexe se redau curbe, grafice, formule de calcul şi constante (numerice) pentru calculul generatoarelor MHD.

Este neîndoios că transformarea magnetohidrodinamică a energiei unui gaz în energie electrică, demonstrează cum o parte a ştiinţei moderne (fizica plasmei) se aplică nemijlocit în tehnică. Opiniile cercetătorilor diferă, în special în privinţa căilor de urmat în viitor pentru dezvoltarea de mari unităţi generatoare MHD. Un lucru este necontestat: viitorul pare să aparţină generatorului MHD. De aceea este nu numai util ci chiar imperios necesar ca tinerii ingineri în special să-şi însuşească fundamentele fizicii plasmei şi ale magnetohidrodinamicii. Pentru cea de a doua parte, cartea pe care o prezentăm aici, reprezintă un mijloc excelent, ea fiind dedicată inginerului, cercetător sau proiectant. Cartea poate fi însă extrem de utilă cadrelor didactice şi studenţilor de la facultăţile de electrotehnică.

Lucrarea constituie o sursă de informare, dar în acelaşi timp o carte de bază pentru cei ce vor să lucreze în domeniul generatoarelor MHD. Remarcăm de asemenea stilul plăcut, reconfortant, care face lectura mai agreabilă.

Ing. *Fl. Stănciulescu*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.013.33.017.22

Pillai, K.P.P. **Pierderi prin curenţii Foucault de armonică fundamentală datorită cîmpului magnetic învîrtitor.** (Fundamentul — frequency eddy — current loss due to rotating magnetic field: partea I — Pierderile suplimentare prin curenţi Foucault în rotoare masive. (Eddy current loss in solid rotors); partea a II-a-Pierderile prin curenţi Foucault în rotoare pahar (Eddy-current loss in hallow rotors)). In: Proceedings of the Constitute of Electrical Engineers, nr. 3 1969, p. 407—414, 14 fig., 9 ref. bibl.

Autorul prezintă teoria motoarelor asincrone cu rotoare goale sau pline din materiale feromagnetice, pe baza ecuaţiilor generale ale electrotehnicii luînd în consideraţie nealiniaritatea materialelor.

Caracteristica de magnetizare este introdusă sub forma unei funcţii de forma $B_1 = k \times H^{1-2/n}$, funcţie ce aproximează destul de bine funcţia reală. Aplicînd ecuaţiile lui Maxwell în coordonate carteziene sînt determinaţi toţi parametrii de funcţionare ai maşinii şi pe baza lor se pot predetermina caracteristicile de funcţionare.

Rezultatele experimentale obţinute în ambele cazuri (rotor masiv şi rotor gol) sînt suficient de apropiate de cele calculate verificînd astfel metoda.

R.M.

CZ 621.3.014.33

Surjoko, O. J. şi Zelenov, A. B. **Generator de impulsuri cu diodă de comutaţie.** (Ghenerator impulsov na perekliuciaiuşcem diode). În: Elektromehanika, nr. 5, 1969, p. 564—565, 2 fig.

Schema experimentată de autori poate avea aplicaţii multiple, în primul rînd pentru comanda tiristoarelor, în special a celor de putere. Schema propriu-zisă şi principiul ei de funcţionare sînt deosebit de simple: un condensator conectat pe o diodă de comutaţie se încarcă de la un redresor pînă atinge tensiunea de străpungere a diodei, după care se descarcă prin aceasta. Curentul de descărcare al condensatorului se închide prin această diodă de comutaţie, sarcină, rezistenţă de balast şi printr-o diodă Zener conectată în paralel pe sarcină. Variind faza tensiunii alternative (neredresate), se poate varia momentul aplicării acestui impuls.

Autorii au efectuat o analiză teoretică a proceselor ce au loc în circuit la încărcarea şi descărcarea condenstatorului. S-a obţinut o relaţie analitică pentru determinarea duratei impulsului în funcţie de elementele circuitului. Investigaţiile experimentale efectuate cu o diodă de comutaţie de tipul D227 au arătat că impulsul obţinut cu un asemenea circuit are un front anterior foarte mic. Palierul adecvat al impulsului este asigurat prin conectarea diodei-Zener în paralel pe sarcină. Autorii recomandă reglarea duratei impulsului prin variaţia valorii condensatorului C şi a valorii rezistenţei de balast.

A.S.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.17: 621.333

*** **Motorul liniar** (Le moteur linéaire). În: Revue Générale de l'Électricité, t. **78**, nr. 4, apr 1969, p. 357—362, 30 fig., 11 ref. bibl.

Pe cuprinsul a două articole de specialitate se prezintă motorul liniar şi aplicaţiile sale. Principalele probleme tratate şi titlul articolelor se formulează astfel:

1. E. Remy. Motorul liniar (Le moteur linéaire). În: RGE, nr. 4, apr 1969, p. 357—362.

După încadrarea problemei şi precizarea stadiului cercetărilor în domeniul motorului liniar se arată că acest tip de maşină aduce în discuţie soluţii noi mai ales în domeniul transportului.

Motorul liniar permite producerea directă a mişcării de translaţie fără a face apel la vreun mecanism şi fără a realiza contactul cu solul. Acest nou tip de motor nu are aderenţă cu pămîntul, ceea ce îi permite un demaraj mult mai rapid, o acceleraţie pe o gamă de valori mult mai largă şi se realizează viteze mult peste cele obţinute pînă în prezent la autovehicule. Totodată asemenea motoare permit circularea vehiculelor pe pante mult înclinate, realizează o frînare mai eficace, prezintă uzură neglijabilă şi creează o nouă perspectivă mai ales în domeniul transportului.

2. E. Remy şi M. Victorri. Aplicaţiile motorului liniar (Applications du moteur linéaire). În: RGE, nr. 4, apr 1969, p. 362—370, 11 ref. bibl.

Se prezintă principiul de funcţionare a motorului liniar şi diferitele moduri de realizare. Se arată aplicaţiile efectuate în domeniul transportului industrial.

Se precizează că asemenea tipuri de motoare noi dau rezultate satisfăcătoare în exploatare şi se vor extinde pe scară industrială într-un timp foarte scurt. Principalele probleme prezentate se rezumă la următoarele:

— Principiul motorului liniar cu inducţie este comentat prin comparaţie cu motorul rotativ de inducţie.

— Diverse moduri de realizare cuprind în principal părţi constructive diferite la inductor. Totodată se precizează că detalierea problemelor privind realizarea şi funcţionarea acestor tipuri de motoare noi se face în cazul inductoarelor simple şi duble.

— Teoria şi bazele proiectării motoarelor liniare se prezintă ţinînd seamă atît de partea constructivă a maşinii cît şi de variaţiile cuplului şi puterii în funcţie de viteză.

— Proprietăţile şi principalele caracteristici ale motorului liniar.

— Se comentează diverse motoare liniare folosite la aerobuz, aerotren etc.

Articolul se închide cu o trecere în revistă a diferitelor aplicaţii şi cu o serie de concluzii care scot în evidenţă performanţele motoarelor liniare şi perspectiva lor pentru transportul rutier şi pe cale ferată electrificată.

A.C.

CZ 621.313.1.017.31/32

O'Kelly, D. **Efectul curenţilor Foucault şi histerezisului la maşinile electrice** (Eddy-current and hysterezis effects in rotating machines). În: Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, nr. 3, 1969, p. 391—394, 9 fig., 12 ref. bibl.

Autorul prezintă pe baza maşinii primitive Kron teoria motorului cu histerezis în ipoteza neglijării armonicilor superioare de cîmp şi înlocuirii ciclului real printr-o elipsă echivalentă.

Metoda este apoi generalizată şi în cazul altor maşini asincrone sau sincrone cînd se iau în consideraţie efectul curenţilor Foucault şi pierderilor prin histerezis. În toate aceste cazuri cele două efecte sînt introduse prin două circuite echivalente rotorice în quadratură şi pe toate ecuaţiile de funcţionare ale maşinii se obţin caracteristicile de funcţionare.

În final se prezintă un caz interesant, cazul maşinilor asincrone în scurtcircuit cu bare adiţionale rotorice din materiale cu pierderi histerezis mari — tip Alnico, maşini cu caracteristici de pornire favorabile al cărora circuit echivalent poate fi obţinut pe baza metodicei expuse.

R.M.

CZ 621.313.33:537.312.62

Kovacs, K. P. **Posibilitatea unei maşini asincrone cu conductoare din material supraconductor** (Possibilité d'une machine asynchrone avec des conducteurs en matériau supraconducteur). În: ETZ—A, t. **90**, nr. 7, mart 1969, p. 162—164, 6 fig., 1 tabl., 4 ref. bibl.

Se descrie o maşină asincronă în care pierderile în fier şi cupru nu sînt necesare nici în rotor nici în stator pentru producerea cuplului asincron. Acest nou tip de maşină se compune dintr-un motor asincron cu înfăşurarea statorică trifazată sau polifazată simetrică şi dintr-un rotor magnetic asimetric echipat corespunzător cu sau fără o înfăşurare în scurtcircuit care joacă rolul unei rezistenţe active.

Pierderile necesare pentru obţinerea momentului asincron se produc în circuitul exterior al statorului unde apar ca o consecinţă a curentului statoric ce traversează o rezistenţă electrică trifazată dispusă simetric în circuitul exterior a statorului.

Pentru urmărirea fenomenelor fizice şi a aspectelor matematice dezvoltate în lucrare sînt reproduse atît schemele de funcţionare cît şi schemele echivalente. Se calculează tensiunile, curenţii şi cuplurile care apar în circuitul maşinii şi se dau indicaţii în privinţa proiectării noului tip de motor electric.

A.C.

CZ 621.313.333.2.017.6

Subba Rav, V. şi Butler, O. I. **Pierderile suplimentare ale motoarelor asincrone polifazate cu colivie în scurtcircuit cu o referire particulară în cazul rotoarelor cu bare imperfect izolate** (Stary losses of polyphase cage-induction motors with particular reference to the condition of imperfect rotor-bar-iron insulation. In: Proceedings of the institution of Electrical Engineers, nr. 5, p. 737—751, 20 fig., 26 ref. bibl.

Actualele motoare asincrone cu colivii de aluminiu direct turnate prezintă între bare o rezistenţă diferită de infinit, şi ca atare o circulaţie de curent în masa rotorică ce se manifestă atît printr-o creştere a pierderilor suplimentare, cît şi o modificare a caracteristicilor de funcţionare.

Autorii prezintă o analiză a acestor pierderi suplimentare în motoarele cu colivie în scurtcircuit, în regim liniar sau neliniar, dîndu-se o atenţie specială efectelor produse de curenţii circumferenţiali rotorici. Aceste efecte sînt incluse într-o nouă schemă echivalentă a căror parametri pot fi obţinuţi, fie pe cale analitică, fie pe cale experimentală. Rezultatele obţinute indică o modificare a unghiului real de înclinare a barelor coliviei rotorice, a creşterii pierderilor în dinţi şi miezul rotoric, o modificare a efectelor armonicelor superioare.

Se prezintă influenţa saturaţiei iar în continuare cîteva încercări pe maşini de serie. Caracteristicile obţinute sînt foarte apropiate cu cele calculate teoretic, recomandînd metoda de a fi folosite în proiectarea maşinilor electrice.

R.M.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.313/314: 628.517

Coquard, A. **Zgomotul transformatoarelor, parametrii şi mijloacele de reducere a surselor de zgomot** (Le bruit des trasformateurs, ses paramètres, les moyens de le réduire à sa source). In: Revue Générale de l'Électricité, t. **78**, nr. 2, febr. 1969, p. 179-194, 14 fig. 34 ref. bibl.

Se prezintă o sinteză a studiilor privind producerea şi combaterea zgomotelor în transformatoare. După descrierea surselor generatoare de zgomot se insistă asupra elementelor care provoacă zgomote intense. Se propun mijloace practice pentru combaterea zgomotelor care se pot lua în considerare la proiectarea şi construcţia transformatoarelor.

Se propun două categorii de metode şi anume cele ce se aplică la construcţia transformatoarelor şi cele ce pot îmbunătăţi calităţile materialelor magnetice ce contribuie la generarea zgomotelor. Prima clasă de metode permite reducerea zgomotelor cu maximum 10 dB iar a doua clasă se pare a fi mult mai eficace dacă se trece la schimbarea structurii tolelor.

Analiza sistematică a surselor generatoare de zgomot a permis autorului precizarea domeniilor în care se poate interveni practic pentru reducerea zgomotelor din transformatoare.

Studiul are la bază o serie de date experimentale obţinute de autor pe baza unui transformator construit special şi verificat în exploatare.

A. C.

CZ 621.314.61

Mineev, V. A. **Pierderi de comutaţie în tiristoare de tipul VKDU** (Kommutaţionnîie poterii v tiristorah tipa VKDU). In: Elektromehanika, nr.5, 1969, p.562-563, 1 fig. 2 ref. bibl.

Pierderile de comutaţie în tiristoare sînt pierderile principale în perioada de conducţie, iar din cauza unor valori mari ale lui di/dt şi a unei viteze relativ lente de scădere a tensiunii pe structura pnpn la amorsare, partea principală a pierderilor de comutaţie le constituie pierderile la amorsare. Experienţele efectuate de autor în acest context cu tiristoare de putere de tipul VKDU în diapazonul de curenţi de 40-400 A (curentul maxim prin tiristor), au relevat existenţa dependenţei puterii disipate de curentul maxim de forma $P_T = (0{,}04 - 0{,}08). I_m^2$.

In cazul creşterii temperaturii cristalului de siliciu, procesul de amorsare al tiristorului se încetineşte în prima etapă, iar apoi se accelerează în decursul timpului de creştere, ceea ce a fost deosebit de evident la curenţi de 20-400 A. Ca o consecinţă directă a acestui fapt, arată autorul, pierderile în tiristoare cresc în prima etapă a procesului de amorsare şi scad apoi în decursul timpului de creştere. Pierderile medii în timpul conducţiei nu se modifică sensibil.

O influenţă deosebită asupra pierderilor la amorsare au demonstrat panta şi amplitudinea impulsului de co-

mandă aplicat pe poarta (electrodul de comandă) tiristorului. Prin mărirea curentului de comandă de la 0,3 la 2 A pierderile la unele exemplare de tiristoare au scăzut de aproape 5 ori. La curenți de comandă sub 0,5A și la valoarea lui di/dt de 20 A/μs, pierderile în tiristoare erau atît de mari, încît în unele cazuri tiristoarele ieșeau din funcțiune, la un impuls singular al curentului anodic.

In încheiere, se recomandă folosirea inductanțelor saturabile în circuitul anodic al tiristoarelor pentru protecția acestora din urmă la creșterea execesiv de mare a vitezei di/dt și se prezintă unele rezultate experimentale obținute cu tiristoare de putere de tipul VKDU. Se efectuează o scurtă discuție a acestora.

A. S.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.616.96 : 621.317.333.6

Feichtmayr, F. I. și Würstlin, F. **Inalterabilitatea electrică în decursul timpului a polietilenei** (Die elektrische Zeitstand festigkeit von Polyäthylen). În : ETZ-B, nr. 6 1969, p. 128—130, 1 fig., 2 graf.

Jucînd un rol tot mai mare ca izolant la cablurile de înaltă tensiune, polietilena pe lîngă celelalte însușiri, trebuie să fie nealterabile pe o durată cît mai lungă, pentru a permite mărirea cîmpului electric a cablurilor de înaltă tensiune izolate cu acest material. Articolul conține un procedeu de măsură a acestei durate, rezultatele obținute fiind apoi discutate. Ca indice al stabilității izolate s-a considerat timpul, după care — la o tensiune alternativă constantă — se produce străpungerea izolației. Este descris apoi un dispozitiv compus în principiu din doi electrozi, între care se află foaia de polietilenă, ce urmează a fi străpunsă. Sînt indicate dimensiunile părților componente ale dispozitivului, tensiunea care se preferă pentru încercări etc. Rezultatele experiențelor sînt reprezentate în două diferite grafice, care ambele presupun menținerea unei tensiuni constante în timpul experienței și care redau verificările pentru trei diferite cazuri : în uleiul siliconic, în uleiul de transformator și în același ulei de transformator însă după o anumită durată de timp, în care acesta a pătruns în polietilenă. În ambele grafice este arătată comportarea polietilenei în funcție de timpul t, în care este supusă lensiunii electrice.

Gh. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.41 : 535.215.6

Langlet, R. **Încercări asupra straturilor magnetice subțiri prin efect Kerr, în lumină coerentă** (Tests de couches magnétiques minces par effect Kerr, en lumière cohérente). În : L'Onde Electrique, vol. 49, nr. 4, 1969, p. 449 — 456, 14 fig., 19 ref. bibl.

Dezvoltarea extrem de rapidă a calculatoarelor impune utilizarea unor memorii cu performanțe ridicate atît în ceea ce privește capacitatea de stocare, cît și din punct de vedere al vitezei de acces la informație.

Se arată că studiul prin microscopie sau prin efect Faraday utilizînd un fascicul transmis este limitat la straturile transparente sau la cele de mică grosime (inferioare la 1000 Å) ; totuși, el dă o analiză globală a stării magnetice a stratului.

Metodele propuse de Bitter și în special cele utilizînd efectul magnetooptic a lui Kerr, dau rezultate utilizabile atît în cazul straturilor magnetice subțiri, cît și pentru citirea optică a unei memorii magnetice de mare viteză.

Se descriu rezultatele obținute la realizarea unui aparat denumit histereziscop cu înaltă rezoluție, utilizînd pentru scopul propus de autor, un fascicul de lumină coerentă. Aparatul permite studiul direct și nedistructiv al materialelor cu puternic cîmp coercitiv ($H_c \leqslant 1000$ Oe), depuse pe suportul lor de utilizare. Primele rezultate obținute pe fire magnetice arată că este posibil să se ia în considerare studiul complet al proprietăților magnetice a unui fir prin efect Kerr.

Fl. T.

CZ 621.317.333.82 : 621.319.51

Tănăsescu, Fl. **Celulă cu cîmp divergent pentru studiul comportării izolanților electrici sub acțiunea descărcărilor parțiale.** (Cellule à champ divergent pour l'étude du comportement des isolations, électriques sous l'action des décharges partielles). In : RGE, t. 78, nr. 2, 1969, p. 123-126, 4 fig., 10 ref.

După o analiză a tipurilor de celule în construcție deschisă sau închisă, utilizate în încercările materialelor electroizolante la efectul descărcărilor parțiale, se fac cîteva considerații privind importanța pe care o are sistemul de electrozi asupra mecanismului descărcărilor.

O celulă originală de încercare propusă de autor, face parte din categoria celor închise, dispunînd de un sistem de electrozi multiplu vîrf-placă (permițînd efectuarea unor încercări accelerate) și perfect etanșă, pentru a obține cantitățile de gaz necesare analizelor cromatografice.

Modelarea într-o cuvă electrolitică a sistemului de electrozi, a permis obținerea unei dispoziții care, prezentînd un cîmp omogen, produce prin numărul mare de vîrfuri și un număr sporit de purtători de sarcină, care să bombardeze dielectricul încercat. Celula realizată oferă posibilitatea de a deplasa ușor electrodul mobil pe o distanță pînă la 20 mm, ceea ce permite studierea unor probe de diferite grosimi, sau a unei aceleeași epruvete, la distanțe variabile ale electrodului mobil.

Fl.T.

CZ 621.35 *Electrochimie*

CZ 621.355.5.035.4 : 541.135

Eberts, K. **Însușiri specifice ale micilor acumulatoare etanșe cu plumb și electrolit imobilizat** (Spezifische Eigenschaften verschlossener Kleinbleiakkumultatoren mit festgelegtem Elektrolyten). In : ETZ—B, nr. 13, iunie 1969, p. 297—300, 3 fig, 6 graf.

Autorul descrie un acumulator cu plumb, care nu necesită întreținerea și se adaptează în special aparatelor portative. Montarea într-o carcasă etanșă, din material plastic, prevăzută cu supapă și eficacitatea separatorului special din fibre de sticlă, în combinație cu electrolitul stabilizat cu tixotrop, îl fac utilizabil în orice poziție. Sînt comentate apoi : diagramele autodescărcării, raportul dintre masa activă și volumul acidului precum și securitatea atinsă în cazul unei descărcări forțate. În sfîrșit sînt comparate greutățile în funcție de putere și greutățile specifice cu acelea ale acumulatoarelor NiCd de aceleași puteri.

În 2 secțiuni sînt arătate părțile constructive ale acestor acumulatoare „dryfit", descriindu-se pe scurt și tehnologia fabricației. Electrolitul — „tixotropul" — se compune din H_2SO_4, Al_2O_3 și SiO_2, acest amestec sub formă de pastă, are însușirea de a se solidifica în stare de repaus și de a se lichefia la mișcare, asigurîndu-se astfel funcționarea bateriei. Este explicat apoi și rolul separatorului din fibre de sticlă, acesta împiedicînd formarea unor bule de gaze în electrolit, apoi rolul ventilului, care împiedică pierderea de electrolit în timpul lichefierii respectiv gazificării electrolitului. Astfel se explică faptul că nici după sute de încărcări ale bateriei în poziție întoarsă cu 180° nu se pierde electrolit.

Într-un grafic sînt arătate valorile de autodescărcare (scăderea capacității) la un „dryfit" în comparație cu o baterie „Standard" cu plumb-antimon și cu o baterie cu plumb-calciu. Un alt avantaj al bateriilor „dryfit" îl prezintă faptul că acestea pot fi umplute cu un surplus de electrolit și astfel — chiar după o descărcare continuă prin (neglijență) de 2—3 luni — bateria, prin încărcare, a putut fi readusă în stare de funcționare. Alte grafice redau variația cu timpul a tensiunii în funcție de diferiți curenți de descărcare (mult superiori celui normal), variația capacității relative" cu temperatura și variația greutății specifice (g/Wh) și a volumului specific (cm^3/Wh în funcție de capacitatea Ah), la diferite baterii NiCd în comparație cu bateriile „dryfit".

În încheiere autorul tratează influența adausului de acid fosforic la electrolit.

Gh. C.

CZ 537.5 ***Descărcări electrice***

CZ 537.523.3 : 678.019.37

Ilicenco, N. S. ş. a. **Influenţa temperaturii asupra caracteristicilor descărcărilor parţiale în gazele incluse în dielectrici** (Vlianie temperaturi na karacteristiki ciasticinîh razriadov v gazovîh vkliuceniah dielectricov). In : Izvestia V. U. Z., 3, nr. 6, 1969, p. 33—37, 3 fig., 3 ref. bibl.

Este cunoscut efectul pe care îl au descărcările parţiale asupra schemelor de izolaţie şi eforturile făcute de cercetători pentru a stabili o legătură între un parametru ce caracterizează descărcarea parţială şi durata de viaţă a izolaţiei încercate.

Autorii îşi propun să stabilească care este influenţa temperaturii asupra procesului de stabilire a descărcărilor parţiale, cu atît mai mult cu cît unele date citate în literatură menţionează diferenţe, fie datorate unor condiţii de încercare deosebite, fie însăşi fenomenului, dar mai puţin clar pus în evidenţă.

Cercetarea schimbării caracteristicilor descărcărilor parţiale funcţie de temperatură s-a făcut pe modele de polietilenă sub formă de foi, a căror grosime era de 200—210 μ şi în care s-au putut modela alveole de diametre diferite. Mărimea sarcinii impulsurilor Q şi a curenţilor I, s-a făcut cu ajutorul unei aparaturi speciale de determinare a ionizării, construite de autori, tip PC-10 000.

Se analizează factorii ce influenţează asupra măsurătorilor, precizîndu-se că pentru tensiuni pînă la tripla valoare a tensiunii de prag, influenţa temperaturii e mică, în timp ce pentru tensiuni superioare acestei valori, influenţa creşte.

Fl. T.

SCURTE ŞTIRI

Un magnet permanent, care ridică o sarcină de 15 t, a fost realizat în Franţa. Magnetul ţine această sarcină pînă cînd, printr-un şoc de curent într-o parte a circuitului magnetic, fluxul magnetic este anihilat.

Din : ETZ-B nr. 13, 1969

Reflectorul de 6 kW al unui far maritim din golful Tokio îşi primeşte energia dintr-un motor acţionat de undele mării. Motorul se compune dintr-un tub de 3 m lungime cu diametrul de 80 cm, care chiar la nivelul cel mai scăzut al apei (între 2 valuri), mai conţine apă. Valorile împing apoi apa în sus, comprimînd aerul din tub. Aerul comprimat acţionează o roată de vînt şi aceasta, la rîndul ei un generator.

Din : ETZ-B, nr. 13, 1969

O zugrăveală conductoare de electricitate, care poate fi aplicată pe pereţi cu rezistenţă de încălzire în locuinţe, a fost realizată de o firmă engleză. Este alimentată cu 40 V, obţinîndu-se pe o suprafaţă de 7,5 m², la un consum de 1,5 kW temperatura de 40°C. Se recomandă însă limitarea acestei temperaturi la 35°C.

Din : ETZ-B, nr. 14, 1969

Cel mai mare radiotelescop din lume îl va poseda Marea Britanie peste 2 ani. Va fi construit în apropiere de Cambridge şi va purta numele : „Radiotelescopul de 5 km". Costul de peste 2 milioane lire a fost pus la dispoziţie de către „Science Research Council" din donaţiuni.

Din : ETZ—B nr. 5, 1969

Prin amplificarea de 50 000 ori a luminozităţii, se poate vedea la lumina stelelor. O fotocatodă de la partea interioară a ferestrei de intrare a aparatului de amplificare emite electroni în funcţie de intensitatea luminii primite. Electronii sînt colectaţi şi accelerati sub 15 kV pe un ecran al ferestrei de ieşire, obţinîndu-se astfel o amplificare de 40 de ori. Pentru a putea vedea la lumina stelelor, treptele de amplificare sînt legate în serie. Ca sursă de energie serveşte o baterie de 6,75 V, care permite o utilizare de 100 ore.

Din : ETZ-B nr. 5, 1969

Un nou material magnetic cu o densitate energetică B. H. = $=0{,}16\ Ws/cm^3$ ($=20.10^6$ OeG) a fost realizat prin prelucrarea unui aliaj din cobalt şi samarium de către laboratorul de cercetări Philips în colaborare cu laboratorul metalurgic din Eindhoven.

Din : ETZ-B, nr. 21, 1969

Un „mozaic" fluorescent va înlocui în Japonia scrisul de reclamă cu tuburi fluorescente. Modelul realizat cu o suprafaţă de 3,35 m × 1,68 m posedă 288 de elemente luminiscente ; fiecare dintre acestea poate lumina în 16 culori şi poate fi anclanşată de 3—4 ori pe s. Prin schimbarea benzii de comandă imaginea poate varia rapid ca motiv şi culoare.

Din : ETZ-B, nr. 21, 1969

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu ; ing. Şt. Grosu ; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; conf. ing. D. F. Lăzăroiu ; ing. M. Opaschi ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor şef: 14.90.27. Redacţia: Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59 Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 4163. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

TEMATICA

1. ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

1.1. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică.
1.2. Adoptarea mașinilor de calcul electrice, analogice și cifrice în problemele specifice.
1.3. Elemente logice în electrotehnică.
1.4. Tipuri noi de materiale semiconductoare. Tehnologii specifice.
1.5. Electrotehnică criogenică.
1.6. Aplicații moderne ale efectului Peltier. Pile termoelectrice.
1.7. Teoria generală a plasmei și domeniile de utilizare în știință și tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.
1.8. Generarea curentului electric prin sistemul M.H.D.
1.9. Pile termoionice
1.10. Invenții și inovații în electrotehnică. Descoperiri științifice cu aplicații în eletrotehnică.

2. INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

2.1. Criterii de realizare a seriilor. Concepția teoretică și constructivă.
2.2. Îmbunătățirea calității produselor prin proiectări, alegerea și controlul eficace al calității materialelor și al procesului de fabricație. Mărirea duratei de viață.
2.3. Introducerea mecanizării și automatizării în procesele tehnologice ale producției. Linii automate de prelucrat, repere de serie. Produse electronice automatizate.
2.4. Fabricația bunurilor de larg consum. Încercări de verificarea performanțelor. Criterii de stabilire a programului de încercări pentru determinarea nivelului calității. Protecție față de acțiunea mediului ambiant. Dimensionarea produselor ținînd seamă de condițiile reale de exploatare.
2.5. Problemele exportului de utilaj electrotehnic. Produse bazate pe invenții și licențe.
2.6. Combaterea coroziunii. Acoperiri de protecție. Ambalaje.

3. MAȘINI ELECTRICE

3.1. Activarea răcirii prin ventilație. Îmbunătățirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul și experimentări pentru evaluarea efectului de răcire.
3.2. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibrațiilor și a zgomotului produs. Importanța utilizării materialelor noi izolante și magnetice și tehnologiile lor specifice. Izolații moderne de înaltă tensiune, tehnologii de utilizare, metode de încercare.
3.3. Pătrunderea undelor de impuls la mașini. Lămurirea fenomenelor fundamentale, elaborarea de metode și aparate de măsurare. Elaborarea de metode de defectoscopie pe bază de impulsuri și introducerea lor în fabricație.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia și fabricația seriilor unitare de mașini asincrone. Serie de mașini asincrone cu poli comutabili dezvoltată din seria actuală de mașini asincrone normale. Seria unitară de mașini asincrone de 100—1 000 kW. Serie unitară de mașini asincrone din execuție antiexplozivă grad de protecție Exa III G 3 (STAS 6789—63).
3.5. Mașini electrice speciale. Generatoare de medie frecvență. Mașini de sudură speciale. Mașini cu înfășurări imprimate și motoare fracționare (micromotoare) cu destinație specială.
3.6. Generatoare M.H.D. Generatoare ionice.
3.7. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode și scheme de reglare cu și fără excitatoare.
3.8. Soluții moderne de reglarea vitezei motoarelor electrice cu curent continuu și alternativ.
3.9. Dimensionarea și construcția mașinilor cu porniri și inversiuni frecvente.

4. TRANSFORMATOARE

4.1. Forțarea răcirii transformatoarelor mari, cu aer și cu ulei. Construcția răcitoarelor cu randament mare.
4.2. Stabilirea transformatoarelor electrice la scurtcircuit.
4.3. Stabilirea la impulsuri de tensiune. Repartizarea tensiunii de impuls pe înfășurări la diferite conexiuni.
4.4. Coordonarea și reducerea degresivă, progresivă a izolației. Scăderea nivelului de izolație internă.
4.5. Seria unitară de transformatoare cu bobinaj de aluminiu. Principii de dimensionare optimă.
4.6. Transformatoare uscate, antideflagrante, antiexplozive. Metode de proiectare, experimentări pe modele.
4.7. Reglajul sub sarcină al transformatoarelor și autotransformatoarelor. Soluții constructive.
4.8. Comportarea transformatoarelor cu tole texturate.

4.9. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune.
4.10. Transformatoare speciale cu multe trepte în secundar pentru cuptoare cu inducţie la frecvenţa reţelei.

5. MUTATOARE

5.1. Redresorul cu siliciu, simplu şi comandat. Performanţe, fabricare, experimentări, utilizări.
5.2. Convertizoare statice de sudură.
5.3. Convertizoare statice de fază şi de frecvenţă.

6. MATERIALE ELECTROTEHNICE

6.1. Aluminiu ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică.
6.2. Aliaje rezistive. Posibilităţi de fabricare în ţară.
6.3. Cabluri şi conductoare izolante. Tehnologie. Proprietăţi.
6.4. Izolanţi superiori. Mică, micabandă, micafoliu. Materiale plastice noi. Elaborarea, tehnologia, proprietăţile şi utilizările materialelor epoxidice, poliesterice etc.
6.5. Turnarea în răşini epoxidice a bobinajelor şi izolatoarelor.
6.6. Ceramică electrotehnică. Izolatoare-clopot din sticlă călită.
6.7. Stabilitatea utilajelor în condiţii de exploatare.
6.8. Proprietăţile şi tehnologia prelucrării tolei texturate şi tolei netexturate moderne.
6.9. Dielectrici cloruraţi şi gazele electronegative.
6.10. Tehnica bimetalelor.

7. ECHIPAMENTUL REŢELELOR ELECTRICE

7.1. Staţii şi posturi cu calcule prefabricate, comandate automat.
7.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune.
7.3. Dezvoltarea de panouri miniaturizate.
7.4. Contactoare moderne. Studii şi experimentări privind cinematica, privind comportarea lor pe sarcini capacitive şi comportarea la solicitări de durată.
7.5. Condensatoare. Soluţii constructive noi.
7.6. Întreruptoare de înaltă tensiune. Performanţele camerelor de stingere elementare. Conexiunea şi compunerea din elemente. Comparaţia tipului cu ulei puţin şi cu aer comprimat. Comportarea în reţea.
7.7. Serii unitare de siguranţe fuzibile : rapide, ultrarapide şi cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului.
7.8. Descărcătoare cu rezistenţă variabilă cu suflaj magnetic. Teoria şi eficacitatea suflajului magnetic.
7.9. Regulatoare de putere de frecvenţă în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer. Reglajul tensiunii şi curentului cu amplificatoare magnetice.
7.10. Siguranţa în funcţionare a echipamentelor electrice, metodologie, scheme şi rezultate experimentale.

8. MĂSURĂRI ELECTRICE

8.1. Oscilografe. Descrierea funcţionării, aplicaţii speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.
8.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenţilor, puterii etc.
8.3. Aparate numerice de măsură, construcţie, utilizare, precizie.
8.4. Măsurarea variaţiei cuplului maşinilor asincrone.
8.5. Metode moderne de măsură. Aplicare de noi principii.

9. UTILIZĂRI

9.1. Tracţiunea electrică şi Diesel electrică. Sistemul cu frecvenţă industrială în firul de cale. Scheme electrice.
9.2. Acţionări electrice moderne cu comandă automată statică (cu elemente logice de comandă automată).
9.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalaţii de alimentare cu curent continuu. Microacumulatoare. Acumulatoare cu destinaţie specială şi baterii galvanice.
9.4. Aparate electrotermice casnice, construcţii moderne şi performanţe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcţionare şi reglare automată.
9.5. Iluminatul electric modern cu lămpi fluorescente. Schema pentru conectarea şi gruparea tuburilor.

10. PROBLEME DE ORGANIZARE ŞI ECONOMIA PRODUCŢIEI

10.1. Introducerea calculatoarelor electronice pentru conducerea eficientă a întreprinderilor electrotehnice.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

CONTENTS

DC 621.3.017.7 : 621.364.15

Galan, N. and *Cotta, Al.* : **Induction heating of metallic parts at industrial frequency.**

Electrotehnica **18**, nr, 2, feb 1970, p. 41–47

The authors calculate the power transmitted by a transformer to a metallic ring set on the dismountable part of a magnetic circuit for induction heating, up to certain temperatures.

The calculations have been verified by experiments.

A series of improvement based on this work can be effected in the design of the magnetic circuit of such transformers

---

DC. 621.315.614. 4/7 : 621.312

Nicola, Gr. : **New types of multi-layer material, with paper underlay used in electric engineering.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 47–53

The paper presents the studies carried out at F.C.M.E., Bucharest with a view to obtaining multi-layer materials with paper underlay behaving well in high humidity environment. The characteristics of lacquers and impregnated papers are described together with the best pressing conditions for multi-layer materials.

In the last of the paper the author compares the characteristics and behaviour of the best multi-layer materials made from melamine-formaldehyde resins, modified melamine-formaldehyde resins, modified epoxy resins and alpha cellulose and sulphate papers when held in water.

DC 621.315.619.1.001

Stere, E. : **Epoxy casting mixtures with improved features.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 54–61

The author describes epoxy casting mixtures showing electrical and thermal characteristics superior to the casting mixture based on Dinox 110 E wich is widely used at present in electric engineering. The paper analyzes the influence of the structure of the component elements on the properties of the casting mixtures, showing the way some of the electrical and thermal features such as: resistence to leakance currents, resistence to electric arc, Martens thermal stability and resistance to thermal ageing could be improved.

DC 621.316.74 :621.382.3

Popescu, V. Dogarz, I and *Pop, A.* : **Proportional temperature regulator, with tiristor.**

Electrotehnica **18**, nr. 2, feb 1970, p. 62–65

The paper describes the building of a proportional, continuous operation, temperaturate regulator with tiristor — ranging between 100°C and 1,300°C —, designed for laboratory electric resistance furnaces.

The automatic temperature adjustment in stable.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.316.932.011.1.001.57 : 681.332.05

Curiac, Gr. : **Modelling of the commutation equation by means of an analoque computer.**

Electrotehnica **18** nr. 2, feb 1970, p. 65–68

RESEARCH ACTIVITY

DC. 621.315.619.1 : 621.317.333

Lapohos, I and *Giju Stela.* **Variation of dielectrical characteristies in vinyl polychloride caused by 440 kg thermal treatment**

Electrotehnică **18**, nr. 2, feb 1970, p. 68–69

BOOK REVIEW 70

REPORTS 71

BRIEF NEWS 74

OROSMŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313 :621.3.048

Artanov, G.S. **Influenţa parametrilor izolaţiei asupra puterii maşinilor electrice.** În : Elektricestvo, nr. 6, 1969, p. 20—24, 2 ref. bibl.

CZ 621.313.2.077.65 – 501.22 :621.382.233

Klaus, I. **Comportamentul dinamic şi reglarea instalaţiilor motrice de curent continuu, alimentate prin tiristoare.** În : Elektrotech. Z (ETZ-A) **90**, nr. 13, 20 iun 1969 ,p. 311—316, 8 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.313.3.013.23

Riccino, E. **Asupra undelor turnante create prin înfăşurările trifazate.** În : Elektrotech. Z (ETZ-A) **90**, nr. 13, 20 iun 1969, p. 305—310, 3 fig., 1 tabl., 13 ref. bibl.

CZ 621.313.32.001.24

Kraitsberg, I.M. şi *Zolotov, B.M.* **Alegerea frecvenţei optime a maşinilor sincrone în sistemele de acţionare autonome.** În : Elektricestvo, 5 mai 1969, p. 32—37, 5 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.33 :621.317.2.001.4

Kron, A.W. **Măsurători de încercare efectuate pe platforme asupra maşinilor asincrone mari.** În : Elektrotech. Z (ETZ-A) **90**, nr. 12, 6 iun 1969, p. 279—284, 7 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.012.8

Schönbacher, K. **Circuitul electric analog al motoarelor de inducţie cu mai multe inele (ancoşe).** În : Elektrotech. Z (ETZ-A) **90**, nr. 12, 6 iun 1969, p. 288—294, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333.322.001.24

Avetisian, A.J. ş.a. **Simularea şi optimizarea calculelor de proiectare a maşinilor electrice cu ajutorul calculatoarelor analogice.** În : Elektricestvo nr. 6, 1969, p. 2—6, 2 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621. 314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.222.6

Pasnin, A.I. ş.a. **Puterea activă consumată pentru uscarea transformatoarelor de putere.** În : Elektriceskie stanţii **40**, nr. 6, iun 1969, p. 87—89, 2 fig., 3 tabl.

CZ 621.314.6 :621.3.002.5 :64

Berzelius, I. **Redresoare de curent pentru uz casnic.** În : Elettrodomestico **19**, nr. 4, 1969, p. 49—50, 11 fig.

CZ 621. 215 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.21

Valdes, J.G. **Optimizarea încercărilor cu sarcină ciclică a cablurilor de înaltă tensiune.** În : Electrical World **172**, nr. 4, iul 1969, p. 40, 1 fig.

CZ 621.315.24

Piccione, M.E. **Îmbinări de cabluri îngropate direct în pământ care previn coroziunea şi aduc economii.** În : Electrical World **171**, nr. 26, iun 1969, p. 28—29, 3 fig.

CZ 621.315.616.96

Pratt, Orison, S. **O nouă formă de încercare cu ac a izolaţiei de polietilenă.** În : IEEE Trans. On Power Apparatus and System **87**, nr. 7, iul 1969, p. 1 609—1 613, 5 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.62

Bernadelli, P. **Evaluarea proprietăţilor necesare izolatorilor montaţi în exterior.** În : Energy International **6**, nr. 8, aug 1969, p. 20—24, 4 fig., 2 tabl., 16 ref. bibl.

CZ 621.315.62

* * * **Izolatoare din răşină epoxidică.** În : Energy International **6**, nr. 8, aug 1969, p. 30—31, 1 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECTIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621.316.1 :621.398

Sirota, M.I. și *Starikov, B.R.* **Sisteme de telecomandă și telesemnalizare cu armonici pare și rețele electrice de distribuție.** În : Elektricestvo, nr. 6, 1969, p. 24—35, 5 fig., 2 tabl. 10 ref. bibl.

CZ 621.316.57

Cucelman, Urs. P. **Perfecționări în domeniul întreruptoarelor de înaltă tensiune cu ulei puțin.** În : IEEE Trans. of Power App. Systems **87**, nr. 7, iul 1969, p. 1 612—1 622, 13 fig., 3 tabl. 2 ref. bibl.

CZ 621.316.573 :621.382.233

Pawelski, W. **Analiza funcționării întreruptoarelor automate rapide cu tiristoare.** În : Przeglad Electrotechniczny **35**, nr. 4, 1969, p. 174—179, 7 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.2 :621.311.6.027.3

Kucera, I. **Alegerea parametrilor surselor de tensiune alternativă de încercări.** În : Elektrotechnicky obzor. **58**, nr. 7, 1969, p. 294—296, 4 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.317.333

Tapenko, E.F. **Calculul schemei cu elemente redresoare pentru controlul permanent al izolației.** În : Promîșlennaia Energetika **24**, nr. 7, iul 1969, p. 31—33, 1 fig.

CZ 612.318 APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE

CZ 621.318.1 :538.22

Robbins, C.G. ș.a. **Tranziția de la feromagnetism la paramagnetism în aliajele de Ni-Cu.** În : Journal of Applied Physics **40**, nr. 5, 1969, p. 2 269—2 273, 5 fig., 2 tabl., 21 ref. bibl.

CZ 621.318.3 :537.312.62 :621.315.3

Dahl, D.F. ș.a. **Măsurarea pierderilor în firele supraconductoare multifilare, răsucite.** În : Journal of Applied Physics **40**, nr. 5, 1969, p. 2 083—2 085, 3 fig., 1 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.318.5

Hübner, W. și *Schröder, H.* **Releu miniatură cu multicontacte.** În : Siemens-Z, **43**, nr. 6, 1969, p. 551—553, 4 fig., 1 tabl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.4

Konotop, V.V. și *Fertik, M.S.* **Caracteristicile specifice ale condensatoarelor de înaltă tensiune pentru impulsuri.** În : Elektricestvo, nr. 6, 1969, p. 71—73, 1 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.327 ILUMINATUL ELECTRIC

CZ 621.327 :628.977

Butaeva, F.A. ș.a. **Alegerea tipului de lămpi cu luminiscență pentru iluminatul industrial.** În : Promîșlennaia Energhetika **24**, nr. 7, 1969, p. 41.

CZ 628.971.6

Christie, W.A. **Rațiunile economice care justifică iluminatul public.** În : Rivista internationale d'Illuminazione **17**, nr. 3 1969, p. 112—115, 6 fig., 5 tabl., 8 ref. bibl.

Electrotehnica

la Tîrgul din Hannover 1970

Privire generală asupra ofertei internaționale concentrate privind acest domeniu.
Aparate și instalații — Noutăți și rezolvări de probleme. O unică privire de ansamblu asupra pieței de azi și de mîine.
Importante luări de contact — Informații autentice — Dispoziții sigure.
Puteți cerceta ce vă trebuie dv. și clienților dv.
Puteți vedea ceea ce oferă domeniile înrudite.

Ar trebui să veniți.

TÎRGUL DIN HANNOVER 1970

Sîmbătă 25 aprilie - Duminică 3 mai

Tîrgul de viitor al economiei noastre

Prospectul de specialitate cu lista expozanților din această branșă îl obțineți gratuit prin : Deutsche Messe — und Ausstellungs — AG, D — 3000 Hannover — Messegelände, tel.: **(0511) 891, telex: 0922728.

PUBLICOM

Tîrgul de la Leipzig

Republica Democrată Germană

Se ştie de ce se pleacă de două ori pe an la Leipzig.
Oameni de afaceri, oameni de ştiinţă şi tehnicieni preferă să viziteze tîrgul de la Leipzig, deoarece aici succesul scopului călătoriei este sigur. Se apreciază atmosfera specifică de tîrg, care poartă pecetea dezvoltării dinamice a ţării organizatoare Republica Democrată Germană şi a tradiţiei de 800 de ani a tîrgului de la Leipzig.
Şi dv. puteţi avea succes la Leipzig.
Tîrgul de primăvară de la Leipzig va avea loc între 1 – 10 martie 1970.
Tîrgul de toamnă de la Leipzig va avea loc între 30 august – 6 septembrie 1970.

Informaţii privind călătoria dv. la Leipzig puteţi obţine la Agenţiile Judeţene O.N.T.

PUBLICOM

TEHNOFRIG

FABRICATELE
UZINEI
TEHNOFRIG
IN
DOMENIUL
FRIGORIFIC
ALIMENTAR
CHIMIC
METALURGIC

UZINA TEHNOFRIG CLUJ
Str. Fabrica de Chibrituri Nr. 5–11 Telefon: 2.30.90

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

Din București — Bd. T. Vladimirescu 45 — 47 — telefon 31.41.00

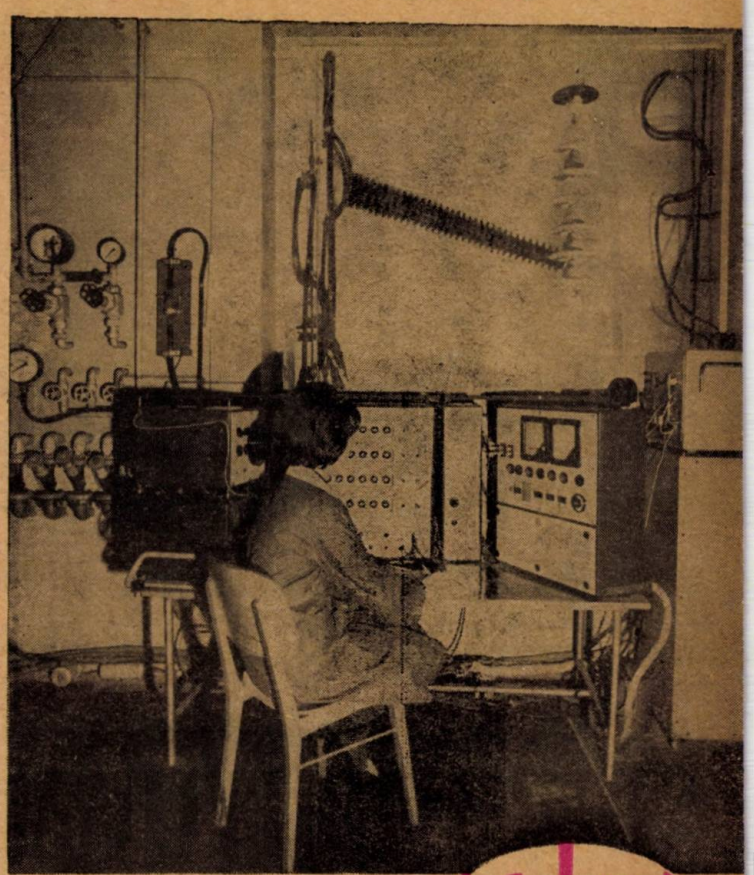
Электротехнический Научно - исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

1970 JUN 2 4



Primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic.

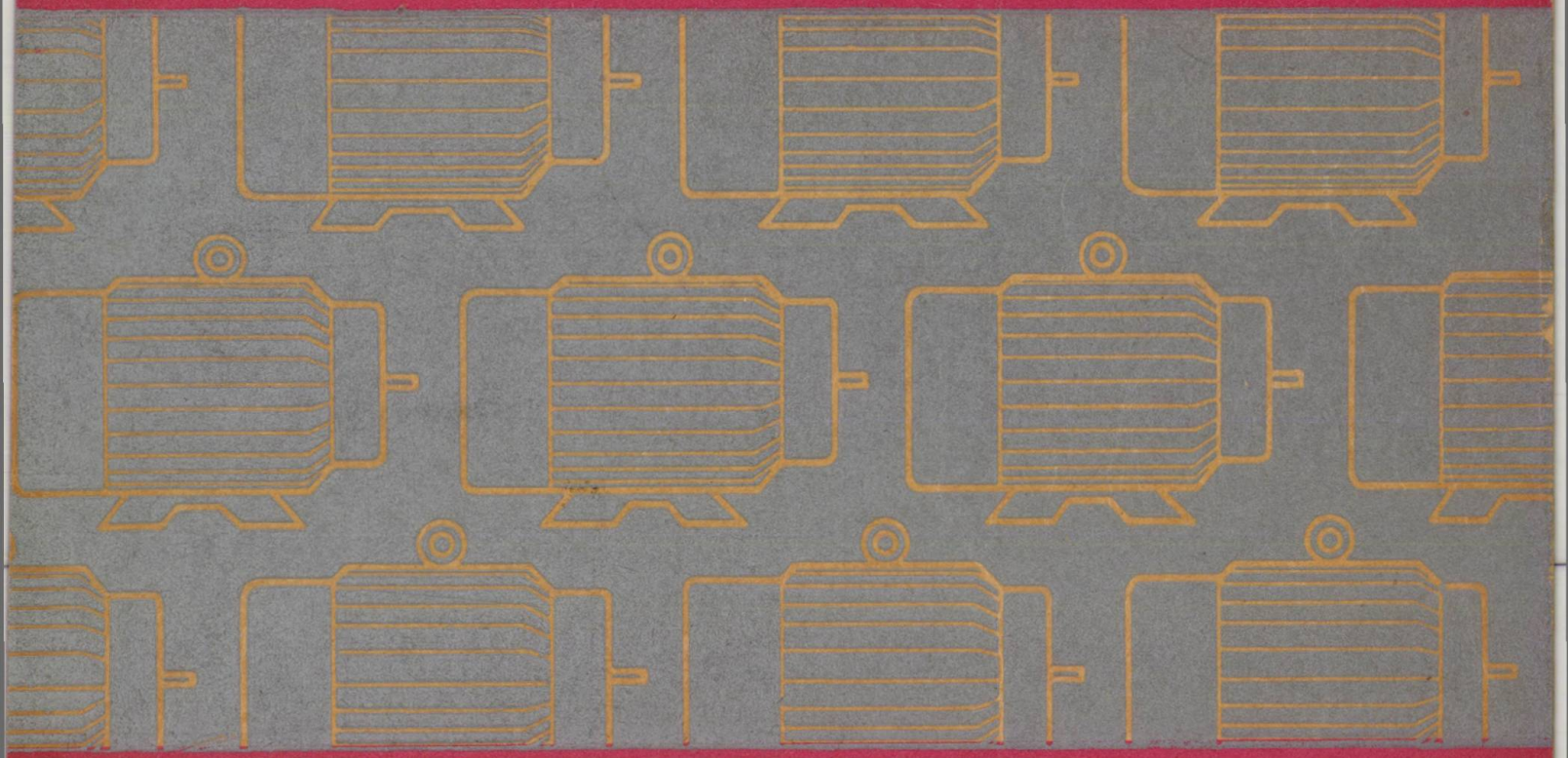
Institutul execută studii, încercări, omologări și prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

04

R

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 3 • MARTIE 1970

3

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI • BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, sectorul 2
telefon 33.38.30, telex 011203

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon

Rezistențe bobinate

Termistoare

Condensatoare cu poliester

Condensatoare cu polistiren

Condensatoare electrolitice normale

Condensatoare electrolitice miniatură

Condensatoare ceramice

Condensatoare hîrtie — uz general

Condensatoare cu hîrtie metalizate

Condensatoare telefonice

Condensatoare auto

Condensatoare pentru tuburi fluorescente

Cablaje imprimate

IPRS

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvență
- — de mică putere
- — de medie putere
- — de putere

Transistoare cu germaniu de înaltă frecvență
- — de mică putere
- — drift de mică putere

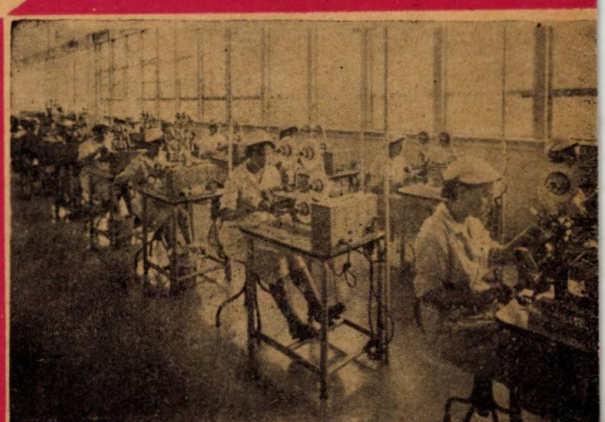
Diode cu germaniu cu contact punctiform

Redresoare cu germaniu de medie putere

Fotodiode cu germaniu

Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu



I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare și un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI • BĂNEASA

CABINETUL TEHNIC — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, București, sectorul 2

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

ELECTROTEHNICA

Anul 18 nr. 3, pag. 77—116 Martie 1970

CUPRINS

CZ 621.313.333.042.53 : 621.3.013.22

Dimboiu, E. : **Studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul şi în miezul statorului unui motor liniar cu cîmp mobil**

Electrotehnica **18**, nr. 3, martie 1970, p. 77—83

Se prezintă studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul şi miezul statoric al unui motor liniar cu cîmp mobil. Spre deosebire de lucrările cunoscute, se stabileşte expresia inducţiei magnetice pe baza legilor generale ale teoriei cîmpului electromagnetic, obţinîndu-se astfel rezultate fundamentate teoretic. Se trag concluzii asupra formei curbei inducţiei magnetice rezultante în întrefier şi jugul statoric, ceea ce este util atît din punct de vedere al clasificării fenomenelor care au loc în funcţionare cît şi din punct de vedere constructiv.

CZ 621.313.323.016.352 : 621.3.029.42

Micu, E. : **Funcţia de transfer şi stabilitatea motorului sincron la frecvenţe joase şi cuplu rezistent variabil**

Electrotehnica **18**, nr. 3, martie 1970, p. 83—92

Se calculează funcţia de transfer a motorului considerînd ca mărime de intrare variaţia cuplului la arbore, iar ca mărime de ieşire variaţia unghiului de sarcină, în ipoteza tensiunilor de alimentare simetrice şi sinusoidale. Relaţiile se pot aplica şi în cazul funcţionării motorului cu diferite turaţii obţinute prin modificarea tensiunii şi frecvenţei. Funcţia de transfer obţinută este utilizată la determinarea stabilităţii maşinii la turaţii joase, folosind calculatorul electronic numeric.

CZ 621.314.22.011.1.001.24

Crişan, O. : **Cu privire la ecuaţiile de funcţionare ale transformatoarelor trifazate**

Electrotehnica **18**, nr. 3, martie 1970, p. 92—99

În cadrul lucrării se prezintă ecuaţiile de funcţionare, în valori momentane, pentru transformatoarele trifazate, cu precizări referitoare la determinarea parametrilor. Se indică influenţa formei constructive a transformatorului şi a regimului de funcţionare asupra parametrilor şi a coeficienţilor introduşi. De asemenea, se prezintă rezultatele experimentale obţinute pentru principalii parametrii şi pentru variaţia lor cu tensiunea de alimentare.

CZ 621.319.51.015.533 : 621.317.333.82

Tănăsescu, Fl. : **Aplicaţii ale sistemului de electrozi vîrf-placă şi vîrf-semisferă în tehnica descărcărilor parţiale**

Electrotehnica **18**, nr. 3, martie 1970, p. 99—104

În tehnica descărcărilor parţiale, descărcări incomplete ce apar în spaţiul dintre doi electrozi cărora li se aplică o tensiune înaltă, sistemul vîrf-placă (semisferă) oferă elementele fundamentale studiului şi înregistrării fenomenului. După o prezentare a fenomenului fizic, a oscilogramelor caracteristice ridicate, se prezintă două aplicaţii ale fenomenului : o celulă cu cîmp divergent utilizată la studiul îmbătrînirii izolaţiilor în cîmp electric şi un etalon generator de descărcări, pentru calibrarea circuitelor de măsurare.

CZ 621.317.373.021 : 538.632

Heler, A. şi *Daba, D.* : **Varmetre Hall pentru măsurarea puterilor reactive din circuitele monofazate cu tensiuni sau curenţi mici**

Electrotehnica **18**, nr. 3, martie 1970, p. 105—111

În lucrare se prezintă două noi scheme electrice pentru măsurarea puterilor reactive mici din circuitele monofazate. Prima schemă este recomandată pentru cazul circuitelor monofazate cu tensiuni uzuale dar curenţi mici, sub 0,1 A, iar cea de a doua pentru cazul circuitelor cu tensiuni mici şi curenţi uzuali. Sînt prezentate rezultatele experimentale obţinute cu varametrele Hall realizate de autori în cadrul laboratorului catedrei de Bazele electrotehnicii, Timişoara.

RECENZII — REFERATE

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.333.042.53:621.3.013.22

Дымбоиу, Е.: **Изучение электромагнитного поля в междужелезном пространстве и сердечнике статора линейного двигателя с движущимся полем**
Electrotehnica 18, № 3, март 1970, стр. 77–83

Описывается исследование, проведенное в связи с электромагнитным полем в междужелезном пространстве и сердечнике статора линейного двигателя с движущимся полем. В отличие от известных уже работ, устанавливается выражение магнитной индукции на основе общих законов теории электромагнитного поля, получив таким образом теоретически обоснованные результаты. Делаются заключения относительно формы кривой магнитной индукции, результирующей в междужелезном пространстве и статорном ярме, что может быть полезным как с точки зрения классификации явлений, возникающих при работе, так и с конструктивной точки зрения.

ДК 621.313.323.016.352:621.3.029.42

Мику, Е.: **Передаточная функция и стабильность синхронного двигателя при низкой частоте и переменном моменте сопротивления**
Electrotehnica 18, № 3, март 1970, стр. 83–92

В работе приводится расчет передаточной функции двигателя, применяя в качестве величины входа вариацию момента у вала, а в качестве величины выхода — вариацию угла нагрузки в гипотезе симметричных и синусоидальных напряжений питания. Соотношения можно применять также и в случае работы двигателя при различных оборотах, достигаемых путем изменения напряжения и частоты. Полученная передаточная функция применяется для определения стабильности машины при малых оборотах, пользуясь цифровой вычислительной машиной.

ДК 621.314.22.011.1.001.24

Кришан, О.: **О рабочих уравнениях трехфазных трансформаторов**
Electrotehnica 18, № 3, март 1970, стр. 92–99

В статье приводятся рабочие уравнения, в моментных величинах, для трехфазных трансформаторов, с уточнениями в отношении определения параметров. Подчеркивается влияние конструктивной формы трансформатора и рабочего режима на принятые параметры. Приводятся также полученные экспериментальные результаты для главных параметров и для их вариации с напряжением питания.

ДК 621.319.51.015.533:621.317.333.82

Тэнэсеску, Фл.: **Применение системы электрода острие-пластина и острие-полусфера в технике частичных разрядов**
Electrotehnica 18, № 3, март 1970, стр. 99–104

В технике частичных разрядов, неполные разряды, возникающие в пространстве между двумя электродами с высоким напряжением, система острие — пластина (полусфера) вносит фундаментальные элементы в изучение и запись данного явления. После описания физического явления и характерных осциллограмм, приводятся две возможности применения явления: ячейка с дивергентным полем, применяемая при исследовании старения изоляций в электрическом поле и эталон, порождающий разряды, для калибрования измерительных контуров.

ДК 621.317.373.021:538.632

Гелер, А. и *Даба, Д.*: **Ваттметры Галля для измерения реактивной мощности в однофазных цепях со слабыми напряжениями или токами**
Electrotehnica 18, № 3, март 1970, стр. 105–111

В работах приводятся две электрические схемы для измерения малых реактивных мощностей в однофазных цепях. Первая схема рекомендуется для однофазных цепей с обычными напряжениями при слабом токе, ниже 0,1 а, а вторая для цепей с низкими напряжениями и обычными токами. Излагаются экспериментальные результаты, полученные на ваттметрах Галля, осуществленных авторами в лаборатории при кафедре Баз электротехники в гор. Тимишоара.

РЕЦЕНЗИИ – ДОКЛАДЫ

CONTENTS

DC 621.313.333.042.53 : 621.3.013.22

Dîmboiu, S. : **The study of the electromagnetic field in the air gap and the stator core of linear motor with mobile field**

Electrotehnica 18, nr. 3, martie 1970, p. 77—83

The study of the electromagnetic field in the air gap and the stator core of a linear motor with mobile field is presented. Unlike different other relevant papers, the expression of the magnetic induction has been established on the basis of the general laws of the electromagnetic field theory, theoretically substantiated results being thus obtained.

Some conclusions are drawn concerning the form of the magnetic induction curve resulting in the air gap and the stator joke, conclusions which are useful from the viewpoint of the classification of the phenomena associated with functioning and from the constructive viewpoint too.

DC 621.313.323.016.352 : 621.3.029.42

Micu, E. : **The transfer function and stability of synchronous motors at low frequencies and variable resistent couple.**

Electrotehnica 18, nr. 3, martie 1970, p. 83—92

In the paper, the transfer function of the motor is calculated considering as input the couple variation at the shaft and as autput the variation of the load angle, in the hypothesis of symmetrical and sinusoidal feeding voltages the relations can also be applied in the case of the motor working with different numbers of revolutions obtained by modifying the voltage and fequency. The transfer function obtained can be used for determining the stability of the machine at low number of revolutions by means of digital electronic computers.

DC 621.314.22.011.1.001.24

Crişan, O. : **Concerning the functioning equations of three-phase transformers.**

Electrotehnica 18, nr. 3, martie 1970, p. 92—99

The functioning equations in momentary values for three phase transformers are presented and some information is given concerning the determination of parameters. The way in which the parameters and the introduced coefficient are influenced by the constructive form of the transformer and by the functioning regime is pointed out. The experimental results obtained as concerns the main parameters and their variation with the feeding voltage are also given

---

DC 621.319.51.015.533 : 621.317.333.82

Tănăsescu, Fl. : **Applications of the electrode system point-plate and poind — semisphere in the partial discharge technique.**

Electrotehnica 18, nr. 3, martie 1970, p. 99—104

In the technique of partial discharges i.e. incomplete discharges occurring in the space between two electrodes to which a high voltage is applied, the system point-plate (semisphere) offers the fundamental elements required for studying and recording the phenomenon. After presenting the physical phenomenon and the characteristic oscillograms, two applications of the phenomenon are shown, namely a divergent-field cell for studying the ageing of insulations in the electric field and a discharge-generating gauge for calibrating the measuring circuits.

DC 621.317.373.021 : 538.652

Heler, A. and *Daba, D.* : **Hall varmeters for measuring the reactive powers in mono-phase circuits with small voltages or currents.**

Electrotehnica 18, nr. 3, martie 1970, p. 105—111

Two new electric schemes for measuring the small reactive powers from the mono-phase circuits are given.

The first scheme is suggested for the case of mono-phase circuits with usual voltages buti small currents below 0.1 A, and the second for the case of small-voltage circuits and usual currents.

The experimental results obtained with Hall varmeters achieved by the authors within the laboratory of de Basic Electrotehnica chair at Timişoara are given.

REVIEWS – REPORTS

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.013.7

Erbacher, W. **Limitarea în caz de influenţe datorate instalaţiilor de tensiune foarte înaltă din punct de vedere probabilistic.** În : Elektrotech. Z (ETZ-A) **90**, nr. 22, 24 oct 1969, p. 564—568, 5 fig.

CZ 621.3.015.33 : 621.317.08

Heilbronner, F. şi *Kratzenstein, M. G.* **Asupra definiţiei caracteristicii de supratensiune cînd străpungerea are loc asupra frontului de undă.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A), **90**, nr. 23, 1969, p. 607—609, 9 fig. 4 ref. bibl.

CZ 621.3.015.5 : 537.521.6

Pilling, J. **Bariere de materiale izolante pentru ridicarea tensiunii alternative de străpungere a unor căi de deseăreare neomogene în aer.** În : Elektrie, **23**, nr. 11, 1969, p. 463—466, 7 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.045.048.2

Falk, K. **Impregnarea maşinilor electrice prin instilaţie.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 22, 24 oct 1969, p. 573—576, 7 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.17 : 648.23

Koch, I. **Un nou tip de motor, pentru maşinile de spălat şi stors automatizate.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A **90**, nr. 23, 1969, p. 595—599, 10 fig., 1 tabl. 4 ref. bibl.

CZ 621.313.323—181.4

Iuferov, F. M. ş.a. **Particularităţile caracteristicilor unghiulare ale micromotoarelor sincrone cu magneţi permanenţi.** În : Elektricestvo, 9 sep 1969, p. 57—59, 5 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333

Halicki, B. **Motoare asincrone trifazate pentru construcţii navale.** În : Technique Polonaise nr. 4, 1969, p. 16—18, 6 fig., 1 ref., bibl.

CZ 621.313.333 : 621.3.045.56

d'Alessandro, U. ş.a. **Motoarele asincrone cu rotor în colivie cu electricitate nesimetrică.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 22, 24 oct 1969, p. 582—586, 4 fig., 1 tabl.

CZ 621.313.333.08

Labudev, S. A. **Instalaţie pentru ridicarea caracteristicilor mecanice la motoarele asincrone.** În : Energhetika, elektrifikaţiia 5, sep—oct 1969, p. 34—36, 2 fig.

CZ 621.313.333.1.025.3.013.5

Şora, I. şi *Rusu H.* **Determinarea reactanţelor de scurgeri ale motoarelor asincrone trifazate cu rotor cu inel.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 23, 1969, p. 610—611, 2 fig. 9 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.21.042.52.016.2.621.318.43.016.2

Woschnagg, E. **Repartizarea asimetrică a puterii în transformatoarele mari cu vid şi în bobinele de inductanţă.** În : Rev. Brown Boveri, **56**, nr. 7, 1969, p. 314—322, 1 tabl., 6 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.314.212.048.81/82

Schmidt, J. şi *Eckelmann, P.* **Calcularea intensităţii maxime a cîmpului în ulei a unor muchii rotunjite şi izolate cu hîrtie în ulei.** În : Elektrie, **23**, nr. 11, 1969, p. 474—477, 7 fig., 11 ref. bibl.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 Nr. 3 București, martie 1970

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

Studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul și în miezul statorului unui motor liniar cu cîmp mobil

EUGEN DÎMBOIU* — Brașov

CZ 621.313.333.042.53 : 621.3.013.22

În literatura de specialitate studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul și miezul statoric al motoarelor liniare cu cîmp mobil este tratat în mod incomplet sau în mod oarecum forțat. Astfel Laithwaite [1] se ocupă exclusiv de cazul cînd pătura de curent este distribuită în mod uniform în lungul statorului și determină expresia inducției magnetice în întrefier și în miezul statoric. El nu se referă însă la un caz concret și nu reprezintă variația inducției la diferite momente. Bromkamp [2] studiază cazul cînd pătura de curent nu este distribuită uniform de-a lungul statorului, dar la determinarea inducției în întrefier pe diferitele zone, forțează obținerea soluției în sensul că impune condiții de racordare ale păturilor de curent în anumite puncte pentru a determina constantele de integrare la determinarea inducțiilor magnetice. Așadar, Bromkamp nu utilizează metodele justificate din teoria cîmpului electromagnetic. Pe de altă parte Bromkamp nu determină amplitudinea inducției magnetice în întrefier adică înfășurătoarea familiilor de curbe ale inducțiilor magnetice și nu se ocupă de determinarea inducției magnetice în miezul statorului. Alți autori [3], [4], [5], au făcut sinteze ale lucrărilor autorilor citați mai sus.

În această lucrare ne propunem o tratare mai completă și mai corectă decît cea dată în literatura de specialitate, a cîmpului electromagnetic în întrefierul și miezul statoric al unui motor liniar cu cîmp mobil.

1. Inducția magnetică în întrefier

Se consideră înfășurarea trifazată plană din figura 1, dispusă pe fiecare din cele două statoare plane ale unui motor liniar cu cîmp mobil. Această înfășurare a fost obținută dintr-o înfășurare cilindrică în dublu strat avînd datele : $Z = 18$, $p = 3$, $q = 1$, secționată ca în figura 2. Secțiunea trece radial prin stratul de jos în lungul limitei dintre doi poli, tangențial între ambele straturi ale înfășurării trifazate pe un pas polar și din nou radial prin stratul superior în lungul limitei între doi poli. Desfășurarea dă un număr impar de pași polari (în cazul de față, 7).

În figura 3 sînt indicate cele trei domenii ale înfășurării inductoare și unda fundamentală a păturii de curent a ambelor inductoare. Se consideră, după cum se obișnuiește de cele mai multe ori la mașinile de curent alternativ rotative, că pătura de curent are o distribuție sinusoidală. Înfășurarea cuprinde un domeniu de început, un domeniu de mijloc și un domeniu de sfîrșit, deci un domeniu de mijloc și două domenii de capăt. Fiecare crestătură a domeniilor de capăt (21 — 2 și 18 — 20) conține numai jumătate din conductoarele unei crestături din domeniul de mijloc.

Domeniile de acțiune electromagnetică a celor două înfășurări sînt :

— domeniul 1 — spațiul de aer din stînga inductoarelor ;

— domeniul 2 — domeniul de început, din stînga, bobinat pe jumătate, cu pătura de curent pe jumătate ;

— domeniul 3 — domeniul de mijloc, domeniul principal, bobinat complet, cu pătura de curent completă ;

— domeniul 2′ — domeniul de sfîrșit, din dreapta, bobinat pe jumătate, cu pătura de curent pe jumătate ;

— domeniul 1′ — spațiul de aer din dreapta inductoarelor.

Expresiile păturilor de curent în aceste domenii sînt, respectiv :

$$1)\ a_{1x} = 0, \qquad (1)$$

pentru $-\infty \leq x \leq 0$ și $0 \leq t \leq \infty$;

$$2)\ a_{2x} = -\frac{A_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right), \qquad (2)$$

pentru $0 \leq x \leq \tau$ și $0 \leq t \leq \infty$;

* Ing. *E. Dîmboiu* este conferențiar la Institutul politehnic — Brașov

3) $a_{3x} = A_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$, (3)

pentru $\tau \leq x \leq 6\tau$ şi $0 \leq t \leq \infty$;

2') $a'_{2x} = -\frac{A_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$, (4)

pentru $6\tau \leq x \leq 7\tau$ şi $0 \leq t \leq \infty$;

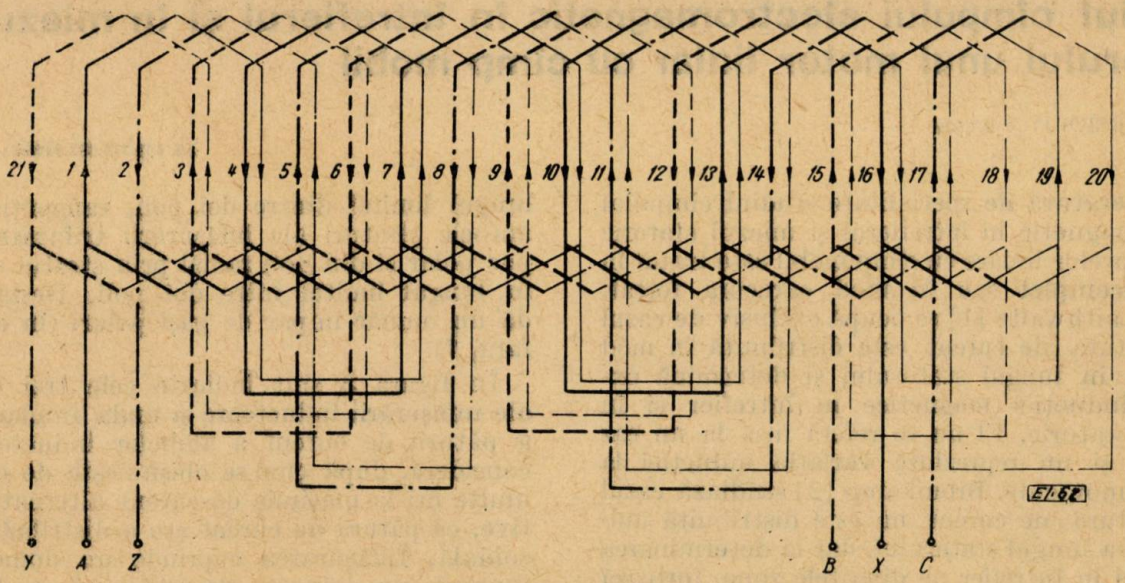


Fig. 1. Înfăşurare trifazată plană.

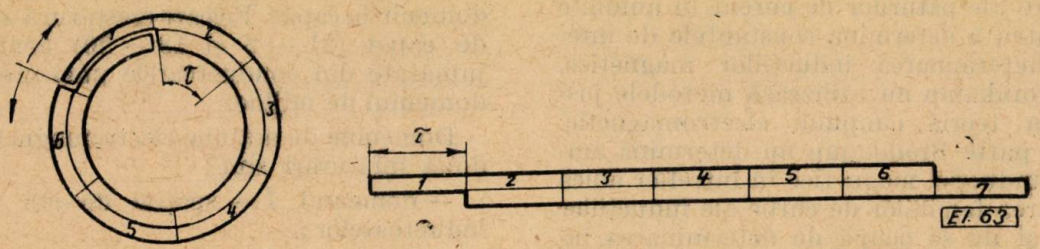


Fig. 2. Modul de obţinere a înfăşurării plane dintr-o înfăşurare cilindrică.

1') $a'_{1x} = 0$, (5)

pentru $7\tau \leq x \leq \infty$ şi $0 \leq t \leq \infty$.

Dacă s-ar fi considerat $a_{2x} = \frac{A_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$ şi $a'_{2x} = \frac{A_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$ şi le-am fi reprezentat, de exemplu pentru $\omega t = 0$, ar fi rezultat variaţiile în sens negativ. Pentru a avea variaţii în sens crescător, la calculul inducţiei pentru aceste domenii, le-am luat cu semnul negativ.

Se ştie că inducţia magnetică în intrefier este definită de integrala păturii de curent referitoare la x multiplicată cu μ_0 şi împărţită cu lungimea întrefierului echivalent δ':

$$b = \frac{\mu_0}{\delta'}\left(\int a\,dx + C\right), \quad (6)$$

unde:

$$\int a\,dx + C = f(x); \quad (7)$$

C reprezintă constanta de integrare, iar $f(x)$, tensiunea magnetică.

În continuare se va calcula unda fundamentală a inducţiei magnetice plecînd de la unda fundamentală a păturii de curent, pentru diferitele domenii, avînd în vedere că lungimile c şi m din figura 3 sînt $c = \tau$ şi $m = (2n + 1)\tau$. Deoarece maşina are, pe porţiunea m, 5 paşi polari, rezultă $n = 2$. Se obţine pentru domeniile enumerate, respectiv:

1) $b_{1x} = 0$, (8)

pentru $-\infty \leq x \leq 0$ şi $0 \leq t \leq \infty$;

2) $b_{2x} = \frac{\mu_0}{\delta'}\int_0^x a_{2x}\,dx + C = -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C$, (9)

pentru $0 \leq x \leq \tau$ şi $0 \leq t \leq \infty$;

3) $b_{3x} = \frac{\mu_0}{\delta'}\left(\int_0^c a_{2x}\,dx + \int_0^x a_{3x}\,dx\right) +$

$$+ C = -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos(\omega t - \pi) +$$

$$+ \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) -$$

$$- \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C, \qquad (10)$$

pentru $\tau \leq x \leq 6\tau$ şi $0 \leq t \leq \infty$;

$$2') \; b'_{2x} = \frac{\mu_0}{\delta'}\left(\int_0^c a_{2x}\,dx + \int_0^m a_{3x}\,dx + \int_0^x a'_{2x}\,dx\right) + C =$$

$$= -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos(\omega t - \pi) + \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t +$$

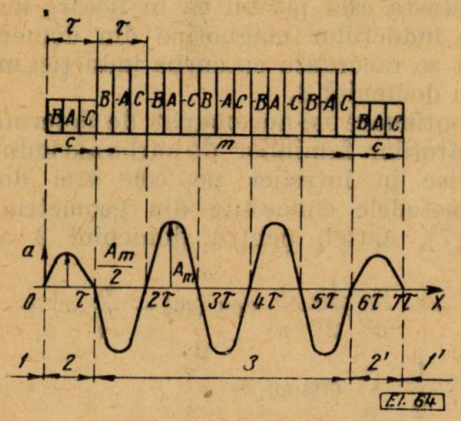


Fig. 3. Domeniile înfăşurării inductoare şi unda fundamentală a păturii de curent a înfăşurării.

$$+ \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\left[\omega t - (2n+1)\pi\right] -$$

$$- \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t - \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) +$$

$$+ \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C, \qquad (11)$$

pentru $6\tau \leq x \leq 7\tau$ şi $0 \leq t \leq \infty$;

$$1') \; b'_{1x} = 0, \qquad (12)$$

pentru $7\tau \leq x \leq \infty$ şi $0 \leq t \leq \infty$.

Limitele integralelor de mai sus au semnificaţia din figura 3, iar x este coordonată curentă în interiorul fiecărui domeniu, măsurată de la începutul acelui domeniu.

În relaţiile (9), (10) şi (11), C nu reprezintă o constantă de integrare întrucît avem integrale definite, ci o constantă, aceeaşi de-a lungul statorului, deoarece prin aplicarea legii circuitului magnetic, plecînd de la un anumit x, pentru orice contururi prin stator şi rotor, prima porţiune rămîne aceeaşi.

Se verifică în continuare racordarea inducţiilor în punctele ce separă între ele cele trei domenii ale înfăşurării:

$$x = \tau, \; b_{2x} = \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C;$$

$$x = 0, \; b_{3x} = \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C;$$

$$(b_{2x})_{x=\tau} = (b_{3x})_{x=0} = \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C;$$

$$x = m, \; b_{3x} = -\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C;$$

$$x = 0, \; b'_{2x} = -\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C;$$

$$(b_{3x})_{x=m} = (b'_{2x})_{x=0} = -\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t + C.$$

Deci racordarea celor trei inducţii se produce în mod natural.

În lucrarea lui Bromkamp [2] stabilirea expresiei inducţiei magnetice se face pe o cale diferită. Se ia ca punct de plecare presupunerea că condiţiile de racordare menţionate sînt îndeplinite, şi se încearcă justificarea acestui lucru pe baza unor consideraţii insuficient fundamentate, fără a folosi legile generale ale teoriei cîmpului electromagnetic.

Valoarea constantei C care apare în expresiile inducţiilor se determină din legea fluxului magnetic. Considerînd miezul statoric limitat la porţiunea zonei prin care circulă curent, fluxul total care intră în rotor trebuie să fie în permanenţă zero, lucru rezultat din legea fluxului magnetic. În cazul nostru:

$$\int_0^c b_{2x}\,dx + \int_0^m b_{3x}\,dx + \int_0^c b'_{2x}\,dx = 0. \qquad (13)$$

Introducînd în relaţia (13) expresiile (9), (10) şi (11) şi rezolvînd, rezultă $C = 0$, iar inducţiile în întrefier în domeniile 1 pînă la 1' capătă forma:

$$1) \; b_{1x} = 0; \qquad (14)$$

$$2) \; b_{2x} = -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) +$$

$$+ \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t =$$

$$= -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) - \cos\omega t\right]; \qquad (15)$$

$$3) \; b_{3x} = \frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right); \qquad (16)$$

$$2')\ b'_{2x} = -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) -$$

$$-\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t =$$

$$= -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) + \cos\omega t\right]; \quad (17)$$

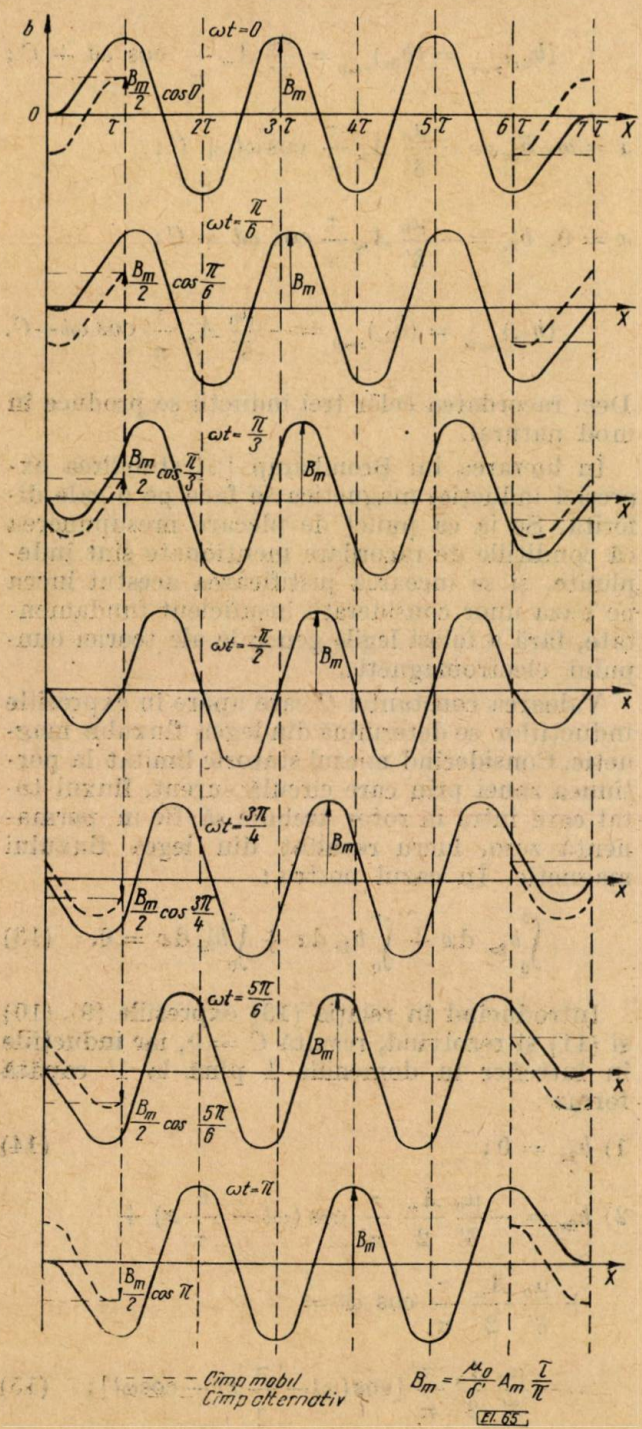


Fig. 4. Curba inducției magnetice în întrefierul mașinii produsă de armonica fundamentală a păturii de curent, la diferite momente.

$$1')\ b'_{1x} = 0. \quad (18)$$

În lucrarea lui Bromkamp [2] pentru b_{3x} se indică o expresie cu semn schimbat față de a noastră, ceea ce nu este corect.

În figura 4 este reprezentată la diferite momente variația inducției magnetice în întrefierul motorului liniar pe al cărui stator este prevăzută înfășurarea din figura 1. Se observă că în domeniul 3 (domeniul de mijloc, de la τ la 6τ) apare un cîmp mobil pur de amplitudine constantă ce se deplasează de la stînga la dreapta sau invers. În domeniile 2 și 2′ (de la 0 la τ și de la 6τ la 7τ), peste cîmpul mobil cu amplitudinea jumătate față de cel din domeniul 3, se suprapune un cîmp alternativ de amplitudine jumătate, astfel că linia de zero a cîmpului mobil își modifică poziția sinusoidal în timp. Prin aceasta este posibil ca în fiecare moment curbele inducțiilor magnetice din domeniile 2 și 2′ să se racordeze cu curba inducției magnetice din domeniul 3.

În continuare ne-am ocupat de determinarea înfășurătorilor familiilor de curbe ale inducțiilor magnetice în întrefier pe cele trei domenii după metodele cunoscute din geometria analitică [7]. Astfel, pentru domeniul 2 avem:

$$y = b_{2x} = -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x\right) +$$

$$+\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t =$$

$$= \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t\left(1 - \cos\frac{\pi}{\tau}x\right) -$$

$$-\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\sin\omega t\sin\frac{\pi}{\tau}x. \quad (19)$$

Se face derivata lui y și se anulează:

$$y' = -\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\cos\omega t\sin\frac{\pi}{\tau}x -$$

$$-\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\sin\omega t\left(1 - \cos\frac{\pi}{\tau}x\right) = 0, \quad (20)$$

apoi se elimină $\cos\omega t$ și $\sin\omega t$ din cele două ecuații și se află înfășurătoarea porțiunii respective:

$$y = \pm\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\sqrt{2}\sqrt{1 - \cos\frac{\pi}{\tau}x}. \quad (21)$$

În mod analog, pentru domeniul 3 se obține:

$$y = \pm\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau}{\pi}, \quad (22)$$

iar pentru domeniul 2′:

$$y = \pm\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}\sqrt{2}\sqrt{1 + \cos\frac{\pi}{\tau}x}. \quad (23)$$

În figura 5 este reprezentată înfășurătoarea familiilor de curbe ale inducțiilor magnetice de-a lungul întrefierului în domeniile 2, 3 și 2′. Se observă concordanța existentă între figura 4

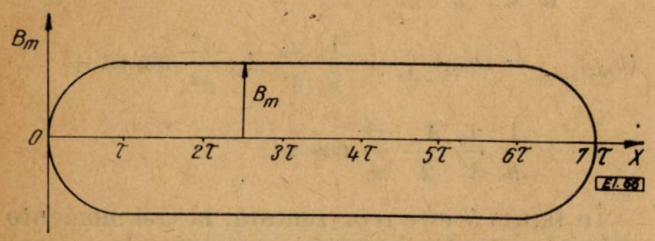


Fig. 5. Înfășurătoarea familiei de curbe ale inducțiilor magnetice de-a lungul întrefierului.

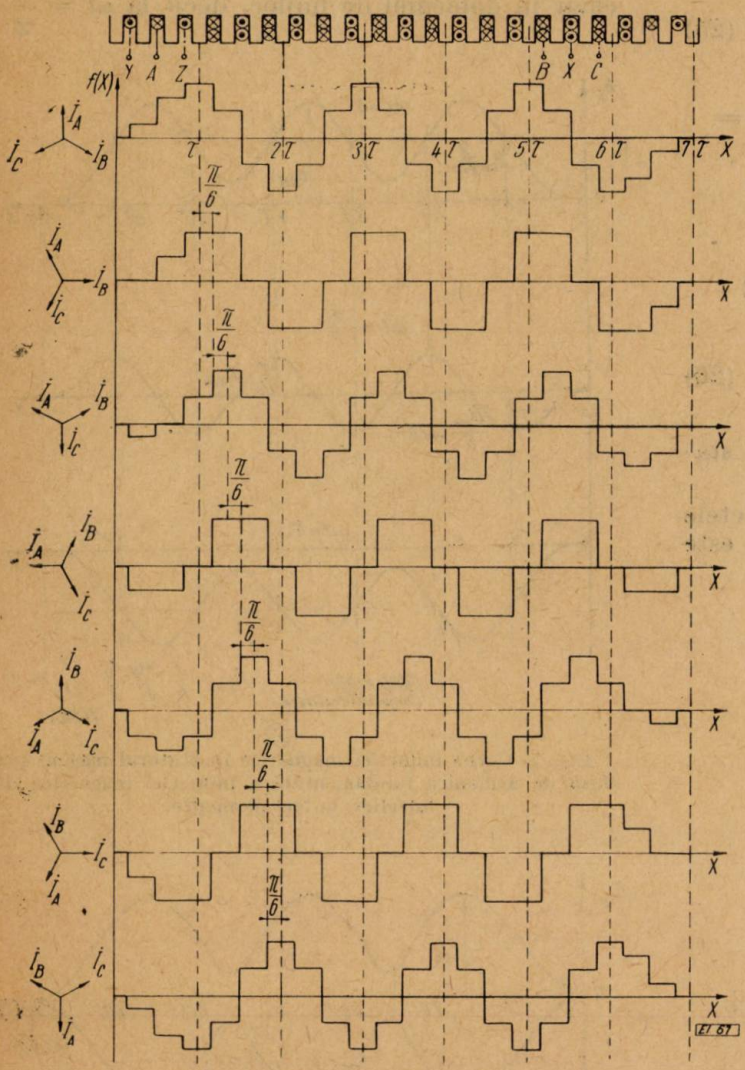


Fig. 6. Curba rezultantă a tensiunii magnetice obținută prin construcție grafică la aceleași momente ca în figura 5.

și figura 5, în domeniul 3 avînd un cîmp mobil de amplitudine constantă. În figura 6 s-a făcut construcția grafică a tensiunii magnetice produsă de înfășurarea din figura 1, la aceiași timpi ca în figura 4, utilizînd metoda descrisă în lucrarea [6]. Metoda utilizată este bazată pe faptul că ordonata curbei tensiunii magnetice rezultante variază numai în dreptul acelor crestături ale statorului în care suma curenților diferă de zero. În restul intervalelor de timp curba reprezintă o constantă. Axa absciselor se trasează ulterior astfel încît suprafețele curbei de ambele părți ale acestei axe să fie egale între ele. Aceasta deoarece fluxul magnetic care iese din polul nord trebuie să fie egal cu fluxul magnetic care intră în polul sud.

Diagrama de fazori a curenților $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$, $\dot{I}_C$ care au pulsația ω, este reprezentată în partea stîngă a figurii 6, conform regulelor generale din teoria curenților alternativi și se consideră în mișcare de rotație în jurul centrului diagramei cu viteza unghiulară ω. Curenții din faze la un moment oarecare se pot obține prin proiecția fazorilor $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$, $\dot{I}_C$ pe axa verticală. În aceeași figură s-au reprezentat curbele tensiunii magnetice pentru șapte momente consecutive și s-au figurat pozițiile respective ale diagramei de fazori a curenților.

Reprezentarea curbei tensiunii magnetice se face exact pe baza expresiei (7) a tensiunii magnetice rezultante. Se observă o bună concordanță între variația inducției magnetice din figura 4 și variația tensiunii magnetice din figura 6.

Concluzia care se poate trage este că o înfășurare ca aceea din figura 1 asigură un cîmp mobil de amplitudine constantă pe cea mai mare porțiune de-a lungul întrefierului, deci o forță constantă asupra armăturii rotorice.

La aceste mașini repartiția cîmpului magnetic în întrefier conține armonici superioare după cum rezultă din curbele tensiunii magnetice din figura 6, construite prin metoda grafică. Totuși, deoarece geometria mașinii este diferită decît la mașinile asincrone obișnuite, nu se pot aplica metodele de acolo, deci nici descompunerea în serie trigonometrică cu perioada 2τ, întrucît funcția nu mai are ca perioadă dublul pas polar. Desigur, efectul armonicelor superioare trebuie să fie analog ca la mașina asincronă — apariția de forțe parazite și vibrații; intervin însă doi factori care pot limita substanțial acest efect. Primul și cel mai important este că mașinile liniare de multe ori au întrefierul mult mai mare decît la mașinile asincrone, iar al doilea, că se poate lucra la viteze diferite de domeniul în care apar forțe parazite. De altfel, prezentul studiu nu-și propune calculul forțelor parazite.

2. Inducția magnetică în miezul statorului

Pentru domeniile 2, 3 și 2′ rezultă inducțiile în miezul statorului:

$$b_{s2x} = \frac{1}{h}\int_0^x b_{2x}\,dx = \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x) - \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}x\cos\omega t; \quad (24)$$

$$b_{s3x} = \frac{1}{h}\int_0^c b_{2x}\,dx + \frac{1}{h}\int_0^x b_{3x}\,dx =$$

$$= -\frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x) + \frac{1}{2h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t; \quad (25)$$

$$b'_{s2x} = \frac{1}{h}\int_0^c b_{2x}\,dx + \frac{1}{h}\int_0^m b_{3x}\,dx + \frac{1}{h}\int_0^x b'_{2x}\,dx =$$

$$= \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x) + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi^2}\cos\omega t - \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau}{\pi}x\cos\omega t. \quad (26)$$

În aceste relații, h reprezintă înălțimea statorului.

Racordarea inducțiilor magnetice în punctele ce separă cele trei domenii ale statorului este evidentă:

$$x = \tau,\ b_{s2x} = -\frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t;$$

$$x = 0,\ b_{s3x} = -\frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t;$$

$$(b_{s2x})_{x=\tau} = (b_{s3x})_{x=0} = -\frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t;$$

$$x = m,\ b_{s3x} = \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t;$$

$$x = 0,\ b'_{s2x} = \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t;$$

$$(b_{s3x})_{x=m} = (b'_{s2x})_{x=0} = \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}A_m\frac{\tau^2}{\pi^2}\sin\omega t + \frac{1}{h}\frac{\mu_0}{\delta'}\frac{A_m}{2}\frac{\tau^2}{\pi}\cos\omega t.$$

În figura 7 este reprezentată, la trei momente diferite, variația inducției magnetice în miezul statorului. Se remarcă faptul că distribuția inducției magnetice nu mai este uniformă nici chiar în domeniul de mijloc, decît la $\omega t = \frac{\pi}{2}$.

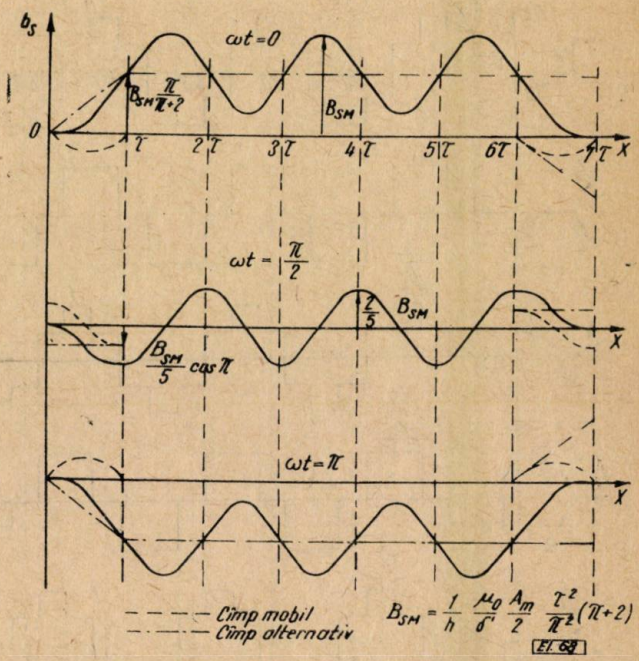


Fig. 7. Curba inducției magnetice în statorul mașinii produsă de armonica fundamentală a inducției magnetice din întrefier, la trei momente.

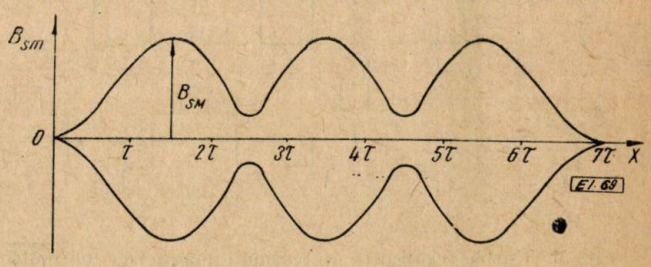


Fig. 8. Înfășurătoarea familiei de curbe ale inducțiilor magnetice în miezul statorului.

Ecuațiile înfășurătorilor familiilor de curbe ale inducțiilor magnetice din miezul statorului pe cele trei domenii sînt:

$$y = \pm \frac{1}{h} \frac{\mu_0}{\delta'} \frac{A_m}{2} \frac{\tau^2}{\pi^2} \sqrt{\left(\cos \frac{\pi}{\tau} x - 1\right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} x - \sin \frac{\pi}{\tau} x\right)^2} ; \quad (27)$$

$$y = \pm \frac{1}{h} \frac{\mu_0}{\delta'} \frac{A_m}{2} \frac{\tau^2}{\pi^2} \sqrt{4 \cos^2 \frac{\pi}{\tau} x + (\pi + 2 \sin \frac{\pi}{\tau} x)^2} ; \quad (28)$$

$$y = \pm \frac{1}{h} \frac{\mu_0}{\delta'} \frac{A_m}{2} \frac{\tau^2}{\pi^2} \sqrt{\left(\cos \frac{\pi}{\tau} x + 1\right)^2 + \left(\sin \frac{\pi}{\tau} x - \pi + \frac{\pi}{\tau} x\right)^2} . \quad (29)$$

În figura 8 este redată înfăşurătoarea familiilor de curbe ale inducţiilor magnetice în miezul statorului. Aceasta poate servi la indicarea locurilor găurilor pentru buloanle de strîngere a miezului statoric, fără ca aceste găuri să producă micşorarea secţiunii transversale utile şi deci mărirea pierderilor în oţel. Prin urmare amplasarea buloanelor trebuie făcută în secţiunile corespunzătoare absciselor pentru care ordonata înfăşurătorii este minimă. În mod uzual, buloanele se fixează în partea superioară a armăturii statorice.

Bibliografie

[1] *Laithwaite, E. R.* Induction Machines for Special Purposes, London, 1966.

[2] *Bromkamp, K. H.* Elektromagnetische Wanderfelder flacher Drehstrominduktoren in ihre elektrodynamischen Wirkungen, Dissertation, Technische Hochschule Aachen, 1961.

[3] *Idelberger, H.* Der lineare Drehstrom — Induktor — eine neuartige Sonderform des Drehstrom — Asynchronmotors. In : ETZ — B, 16 Jg. (1964), H. 5, S. 105—108.

[4] *Sequenz, H.* Elektrische Maschinen mit geradliniger Bewegung, In : Elektrotechnik und Maschinenbau, 81 Jg. (1964), H. 17, S. 421—432.

[5] *Timmel, H.* Der Wanderfeld — Linearmotor — eine bemerkenswerte Sonderform des Induktionsmotors. In : Elektrie, H. 10, 1968, S. 398—402.

[6] *Nicolaide, A.* Elementele teoriei şi calculului maşinilor electrice rotative, Institutul politehnic Braşov, 1969.

[7] *Murgulescu, E. Flexi, S., Kreindler, O., Sacter, O., Tîrnoveanu, M.* Geometrie analitică şi diferenţială, ediţia a II-a, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1965.

Intrat în redacţie la 12.VIII. 1969

Funcţia de transfer şi stabilitatea motorului sincron la frecvenţe joase şi cuplu rezistent variabil

EMIL MICU* — Braşov

CZ 621.313.323.016.352 : 621.039.42

Dezvoltarea rapidă a electronicii de putere din ultimul deceniu, în special datorită perfecţionării caracteristicilor tiristoarelor şi reducerii preţului lor de cost, a permis realizarea unor acţionări electrice cu calităţi deosebite. Printre acestea se numără şi acţionarea cu motor sincron cu turaţia ajustabilă în limite largi, prin alimentarea cu tensiuni şi frecvenţe variabile obţinute de la un invertor cu tiristoare. Utilizarea motorului sincron este indicată în acţionările de puteri mari, unde turaţia trebuie precis controlată iar sistemul electromecanic trebuie să răspundă rapid la schimbările cuplului de sarcină. Motorul poate fi conectat într-o schemă de reglare care asigură constanţa turaţiei instantanee în cursul fiecărei rotaţii, prin impunerea şi menţinerea constantă a unghiului de sarcină a motorului, acţionînd asupra tensiunii de alimentare [1].

Scopul acestei lucrări este de a stabili ecuaţiile diferenţiale ale motorului sincron valabile pentru diferite frecvenţe ale tensiunii de alimentare, de a calcula funcţia de transfer şi de a determina stabilitatea motorului în cazul variaţiei cuplului de sarcină, în special la turaţii joase la care motorul poate fi instabil [2].

1. Ecuaţiile diferenţiale ale motorului sincron

Ecuaţiile maşinii sincrone trifazate care descriu comportarea sa dinamică se stabilesc cu ajutorul teoriei celor două axe [3] prin adoptarea următoarelor ipoteze simplificatoare :

— înfăşurările statorice sînt astfel repartizate încît produc tensiuni magnetomotoare sinusoidale de-a lungul pasului polar ;

— circuitul magnetic se consideră nesaturat ;

— se neglijează pierderile în fier ;

— crestăturile statorului produc variaţii neglijabile în inductivităţile rotorului ;

* Ing. *E. Micu* este şef de lucrări la Institutul politehnic — Braşov.

— tensiunile de alimentare sînt simetrice și sinusoidale. Aceste ipoteze sînt utilizate frecvent în studiul regimurilor staționare și tranzitorii ale mașinii sincrone cu poli aparenți [4].

Ecuațiile se scriu în unități raportate (sistemul per-unit), mărimile de bază fiind cele uzuale [5], [6]. Pentru sistematizarea calculului se utilizează forma matriceală [7]. Trecerea de la mărimile statorice ale mașinii reale la mărimile statorice ale mașinii echivalente și invers se face prin intermediul matricilor de conexiuni:

$$[C] = \begin{array}{c|ccc|c} & d & q & 0 & \\ \hline & \cos\vartheta & -\sin\vartheta & 1 & a \\ & \cos\left(\vartheta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta-\frac{2\pi}{3}\right) & 1 & b \\ & \cos\left(\vartheta+\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta+\frac{2\pi}{3}\right) & 1 & c \end{array} \quad (1)$$

și

$$[C^{-1}] = \frac{2}{3}\begin{array}{c|ccc|c} & a & b & c & \\ \hline & \cos\vartheta & \cos\left(\vartheta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta+\frac{2\pi}{3}\right) & d \\ & -\sin\vartheta & -\sin\left(\vartheta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta+\frac{2\pi}{3}\right) & q \\ & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & o \end{array} \quad (2)$$

cu ajutorul relațiilor:

$$[u] = [C]\cdot[u']; \quad [\psi] = [C]\cdot[\psi']; \quad [i] = [C]\cdot[i'] \quad (3-5)$$

și

$$[u'] = [C^{-1}]\cdot[u]; \quad [\psi'] = [C^{-1}]\cdot[\psi]; \quad [i'] = [C^{-1}]\cdot[i] \quad (6-8)$$

în care

$$[u] = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \quad [\psi] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}; \quad [i] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9-11)$$

și

$$[u'] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad [\psi'] = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix}; \quad [i'] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (12-14)$$

Tensiunile de alimentare fiind simetrice, componentele omopolare u_0, ψ_0, i_0 sînt egale cu zero. Mărimile rotorice ale circuitului de excitație (notate cu indicele E), ale înfășurării de amortizare amplasate în axa d (notate cu indicele D) și ale înfășurării de amortizare amplasate în axa q (notate cu indicele Q) nu sînt afectate de transformarea de coordonate, sistemul de coordonate d, q, fiind legat fix de rotor (fig. 1.).

Ecuațiile mașinii sincrone din teoria celor două axe, în regim nestaționar, scrise pentru regimul de motor, în sistemul per-unit sînt:

$$u_d = r i_d + \frac{1}{\omega_n}\left(\frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q\frac{d\vartheta}{dt}\right) \quad (15)$$

$$u_q = r i_q + \frac{1}{\omega_n}\left(\frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d\frac{d\vartheta}{dt}\right) \quad (16)$$

$$u_E = i_E + \frac{T_E}{\omega_n}\frac{d\psi_E}{dt} \quad (17)$$

$$0 = i_D + \frac{T_D}{\omega_n}\frac{d\psi_D}{dt} \quad (18)$$

$$0 = i_Q + \frac{T_Q}{\omega_n}\frac{d\psi_Q}{dt} \quad (19)$$

$$\psi_d = x_d i_d + i_D + i_E \quad (20)$$

$$\psi_q = x_q i_q + i_Q \quad (21)$$

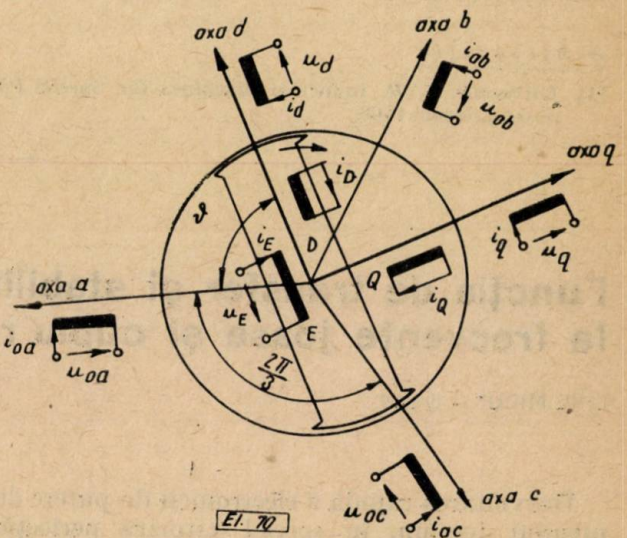


Fig. 1. Schema mașinii echivalente din teoria celor două axe.

$$\psi_E = i_d x_d (1-\sigma_{dE}) + i_D (1-\mu_E) + i_E \quad (22)$$

$$\psi_D = i_d x_d (1-\sigma_{dD}) + i_D + i_E (1-\mu_D) \quad (23)$$

$$\psi_Q = i_q x_q (1-\sigma_{qQ}) + i_Q \quad (24)$$

$$m_e = i_q \psi_d - i_d \psi_q \quad (25)$$

$$m_e = m_m + \frac{T_m}{\omega_n^2}\frac{d^2\vartheta}{dt^2}. \quad (26)$$

În aceste ecuații, singura mărime măsurată în unități fizice este timpul, situație, preferată atunci cînd se simulează mașina pe calculatorul analogic, la care se racordează direct regulatorul automat; $\omega_n = 2\pi f_n$ este pulsația la frecvența nominală; constantele de timp și coeficienții de dispersie sînt cei uzuali [5].

Dacă se notează cu f frecvența în unități raportate

$$f = \frac{\omega}{\omega_n} \tag{27}$$

și cu δ unghiul de sarcină al motorului, măsurat în radiani :

$$\delta = \vartheta - \omega_t + \frac{\pi}{2} \tag{28}$$

ecuațiile motorului sincron se pot scrie sub forma matriceală următoare :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} r + \frac{x_d}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & -x_q\left(f + \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right) & \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & -\left(f + \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right) \\ x_d\left(f + \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right) & r + \frac{x_q}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & f + \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t} & f + \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t} & \frac{1}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{T_E}{\omega_n}x_d(1-\sigma_{dE})\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & 0 & 1 + \frac{T_E}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & \frac{T_E}{\omega_n}(1-\mu_E)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & 0 \\ \frac{T_D}{\omega_n}x_d(1-\sigma_{dD})\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & 0 & \frac{T_D}{\omega_n}(1-\mu_D)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & 1 + \frac{T_D}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & 0 \\ 0 & \frac{T_Q}{\omega_n}x_q(1-\sigma_{qQ})\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} & 0 & 0 & 1 + \frac{T_Q}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \end{vmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_E \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \tag{29}$$

Ecuația cuplului electromagnetic se scrie :

$$m_e = i_q(x_d i_d + i_D + i_E) - i_d(x_q i_q + i_Q). \tag{30}$$

2. Funcția de transfer

Pentru liniarizarea ecuațiilor diferențiale se consideră că toate variabilele suferă variații foarte mici față de regimul staționar, ca urmare a unei variații foarte mici a cuplului de sarcină. (Tensiunea de alimentare, tensiunea de excitație și frecvența se consideră constante). Ecuațiile deduse în acest fel nu sînt valabile pentru variații mari ale variabilelor, totuși ele oferă posibilitatea cercetării stabilității cu ajutorul criteriului lui Nyquist sau Routh-Hurwitz [2]. Se aplică dezvoltarea în serie Taylor neglijîndu-se termenii care conțin derivate de ordin superior. Astfel dacă $z = f(x, y)$

$$\Delta z = \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)_{x_0, y_0}\Delta x + \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)_{x_0, y_0}\Delta y. \tag{31}$$

Indicele 0 indică mărimile staționare. Avem :

$$u_d = u \sin\delta\,; \quad \Delta u_d = u\cos\delta_0\,\Delta\delta,$$
$$u_q = u\cos\delta\,; \quad \Delta u_q = -u\sin\delta_0\,\Delta\delta$$
$$z_1 = r i_d \quad ; \quad \Delta z_1 = r\Delta i_d,$$

$$z_2 = \frac{x_d}{\omega_n}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}i_d\,; \quad \Delta z_2 = \frac{x_d}{\omega_n}i_{d0}\frac{\mathrm{d}\Delta\delta}{\mathrm{d}t},$$

$$z_3 = x_d i_d i_q \quad ; \quad \Delta z_3 = x_d i_{d0}\Delta i_q + x_d i_{q0}\Delta i_d \text{ etc.}$$

pentru că :

$$\Delta i_{d0} = 0\,; \left(\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right)\delta_0 = 0 \text{ și } \Delta\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\Delta\delta}{\mathrm{d}t}.$$

După aplicarea transformatei Laplace,

$$\tilde{\varphi}(p) = \int_0^\infty \exp(-pt)\,\varphi(t)\,\mathrm{d}t, \tag{32}$$

ecuațiile diferențiale liniarizate, în care variabilele sînt înlocuite cu abaterile lor față de regimul staționar se scriu :

$$\begin{bmatrix} \left(u\cos\delta_0 + \frac{x_q}{\omega_n}i_{q0}p\right)\Delta\tilde{\delta} \\ -\left(u\sin\delta_0 + \frac{x_d}{\omega_n}i_{d0}p + \frac{i_{E0}}{\omega_n}p\right)\Delta\tilde{\delta} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} r + \frac{x_d}{\omega_n}p & -fx_q & \frac{1}{\omega_n}p & \frac{1}{\omega_n}p & -f \\ fx_d & r + \frac{x_q}{\omega_n}p & f & f & \frac{1}{\omega_n}p \\ \frac{T_E}{\omega_n}x_d(1-\sigma_{dE})p & 0 & 1 + \frac{T_E}{\omega_n}p & \frac{T_E}{\omega_n}(1-\mu_E)p & 0 \\ \frac{T_D}{\omega_n}x_d(1-\sigma_{dD})p & 0 & \frac{T_D}{\omega_n}(1-\mu_D)p & 1 + \frac{T_D}{\omega_n}p & 0 \\ 0 & \frac{T_Q}{\omega_n}x_q(1-\sigma_{qQ})p & 0 & 0 & 1 + \frac{T_Q}{\omega_n}p \end{vmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta\tilde{i}_d \\ \Delta\tilde{i}_q \\ \Delta\tilde{i}_E \\ \Delta\tilde{i}_D \\ \Delta\tilde{i}_Q \end{bmatrix} \tag{33}$$

iar ecuațiile cuplului devin :

$$\Delta\widetilde{m}_e = (x_d - x_q)(i_{q0}\,\Delta\widetilde{i}_d + i_{d0}\,\Delta\widetilde{i}_q) + i_{E0}\,\Delta\widetilde{i}_q + \\ + i_{q0}(\Delta\widetilde{i}_E + \Delta\widetilde{i}_D) - i_{d0}\,\Delta\widetilde{i}_Q. \quad (34)$$

Ecuația (34) și matricea (33) permit exprimarea variației cuplului electromagnetic $\Delta\widetilde{m}_e$ în funcție de variația unghiului de sarcină $\Delta\widetilde{\delta}$ sub forma

$$\Delta\widetilde{m}_e = G(p)\,\Delta\widetilde{\delta}. \quad (35)$$

Funcția $G(p)$ se calculează scoțind din ecuațiile (33) curenții $\Delta\widetilde{i}_d$ și $\Delta\widetilde{i}_q$ în funcție de $\Delta\widetilde{\delta}$. Calculele sînt date în anexa I. Se obține :

$$G(p) = \frac{\Delta\widetilde{m}_e}{\Delta\widetilde{\delta}} = \\ = \frac{(V_1 Z_4 - V_2 Z_2)\,V_3 + (V_2 Z_1 - V_1 Z_3)\,V_4}{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}, \quad (36)$$

în care :

$$V_1 = -u \sin\delta_0 - \frac{x_d}{\omega_n} i_{d0}\,p - \frac{1}{\omega_n} i_{E0}\,p \quad (37)$$

$$V_2 = u\cos\delta_0 + \frac{x_q}{\omega_n} i_{q0}\,p \quad (38)$$

$$V_3 = (x_d - x_q)\,i_{d0} + i_{E0} + x_q\,i_{d0}\,\frac{\frac{T_Q}{\omega_n}(1-\sigma_{qQ})\,p}{1+\frac{T_Q}{\omega_n}p} \quad (39)$$

$$V_4 = (x_d - x_q)\,i_{q0} - x_d\,i_{q0}\,p\,\frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\mu_D p\right) + \frac{T_D}{\omega_n}(1-\sigma_{dD})\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}\mu_E p\right)}{\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}p\right)\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}p\right) - \frac{T_E T_D}{\omega_n^2}(1-\mu_E)(1-\mu_D)\,p^2} \quad (40)$$

$$Z_1 = r + \frac{x_q}{\omega_n}p - \frac{x_q}{\omega_n}\,\frac{\frac{T_Q}{\omega_n}(1-\sigma_{qQ})}{1+\frac{T_Q}{\omega_n}p}\,p^2 \quad (41)$$

$$Z_2 = fx_d - fx_d\,p\,\frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\mu_D p\right) + \frac{T_D}{\omega_n}(1-\sigma_{dD})\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}\mu_E p\right)}{\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}p\right)\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}p\right) - \frac{T_E T_D}{\omega_n^2}(1-\mu_E)(1-\mu_D)\,p^2} \quad (42)$$

$$Z_3 = +fx_q - fx_q\,\frac{\frac{T_Q}{\omega_n}(1-\sigma_{qQ})\,p}{1+\frac{T_Q}{\omega_n}p} \quad (43)$$

$$Z_4 = r + \frac{x_d}{\omega_n}p - \frac{x_d}{\omega_n}p^2\,\frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\mu_D p\right) + \frac{T_D}{\omega_n}(1-\sigma_{dD})\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}\mu_E p\right)}{\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}p\right)\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\right) - \frac{T_E T_D}{\omega_n^2}(1-\mu_E)(1-\mu_D)\,p^2}. \quad (44)$$

La motoarele fără înfășurări de amortizare la care se neglijează efectul de amortizare produs de polii masivi, funcția $G(p)$ se simplifică, factorii care intervin în relația (34) devin :

$$V_1 = -u\sin\delta_0 - \frac{x_d}{\omega_n} i_{d0}\,p - \frac{1}{\omega_n} i_{E0}\,p \quad (45)$$

$$V_2 = u\cos\delta_0 + \frac{x_q}{\omega_n} i_{q0}\,p \quad (46)$$

$$V_3 = (x_d - x_q)\,i_{d0} + i_{E0} \quad (47)$$

$$V_4 = (x_d - x_q)\,i_{q0} - x_d\,i_{q0}\,p\,\frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})}{1+\frac{T_E}{\omega_n}p} \quad (48)$$

$$Z_1 = r + \frac{x_q}{\omega_n}p \quad (49)$$

$$Z_2 = fx_d - fx_d\,p\,\frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})}{1+\frac{T_E}{\omega_n}p} \quad (50)$$

$$Z_3 = -fx_q \quad (51)$$

$$Z_4 = r + \frac{x_d}{\omega_n}p - \frac{x_d}{\omega_n}p^2\,\frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})}{1+\frac{T_E}{\omega_n}p}. \quad (52)$$

Prin liniarizarea și trecerea în operațional a ecuației mișcării avem :

$$\Delta\widetilde{m}_m = \Delta\widetilde{m}_e - \frac{T_m}{\omega_n^2}p^2. \quad (53)$$

Ecuația (53) sugerează schema bloc a unui circuit închis reprezentat în figura 2.

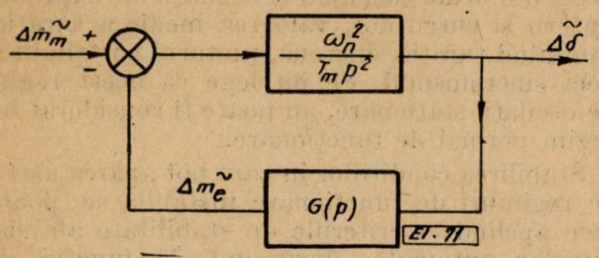


Fig. 2. Schema structurală a motorului sincron la variația cuplului de sarcină.

3. Determinarea mărimilor regimului staționar

În regim staționar ecuațiile (15,16) cu unghiul δ_0 considerat pozitiv pentru regimul de motor, se scriu :

$$-u\sin\delta_0 = ri_{d0} - x_q i_{q0} f;$$
$$u\cos\delta_0 - i_{E0} f = ri_{q0} + x_d i_{d0} f,$$

din care se obțin expresiile curenților i_{d0} și i_{q0} :

$$i_{d0} = \frac{u}{f\left[\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q\right]}\left[x_q(\cos\delta_0 - \alpha f) - \frac{r}{f}\sin\delta_0\right], \tag{54}$$

$$i_{q0} = \frac{u}{f\left[\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q\right]}\left[x_d\sin\delta_0 + \frac{r}{f}(\cos\delta_0 - \alpha f)\right], \tag{55}$$

unde s-a pus $i_{E0} = \alpha u$. Valorile curenților i_{d0} și i_{q0} se pot obține și direct, pe cale grafică, construind locul geometric al curentului (melcul lui Pascal). Trecînd la reprezentarea în complex simplificat, avem :

$$\underline{i}_{d0} = \frac{-\mathrm{j}\underline{u}}{f\left[\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q\right]}\left[x_q(\cos\delta_0 - \alpha f) - \right.$$
$$\left. - \frac{r}{f}\sin\delta_0\right]\exp(-\mathrm{j}\delta_0), \tag{56}$$

$$\underline{i}_{q0} = \frac{\underline{u}}{f\left[\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q\right]}\left[x_d\sin\delta_0 + \right.$$
$$\left. + \frac{r}{f}(\cos\delta_0 - \alpha f)\right]\exp(-\mathrm{j}\delta_0) \tag{57}$$

și

$$\underline{i} = \underline{i}_{d0} + \underline{i}_{q0}. \tag{58}$$

Rezultă :

$$\underline{i} = \frac{\underline{u}}{f\left[\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q\right]}\left[\frac{r}{f} - \frac{1}{2}\mathrm{j}(x_d + x_q) + \right.$$
$$+ \left(\mathrm{j}x_q - \frac{r}{f}\right)\alpha f\exp(-\mathrm{j}\delta_0) +$$
$$\left. + \frac{1}{2}\mathrm{j}(x_d - x_q)\exp(-2\mathrm{j}\delta_0)\right]. \tag{59}$$

În figura 3 sînt date locurile geometrice ale curentului, pentru $f = 1$ și diferite frecvențe, pentru un motor de 3,5 kW cu următorii parametri :

r	= 0,057	T_M	= 138,1
x_d	= 0,58	σ_{dE}	= 0,2056
x_q	= 0,27	σ_{dD}	= 0,1308
T_E	= 116,18	σ_{qQ}	= 0,2825
T_D	= 56,42	μ_D	= 0,0206
T_Q	= 48,67	μ_E	= 0,1049

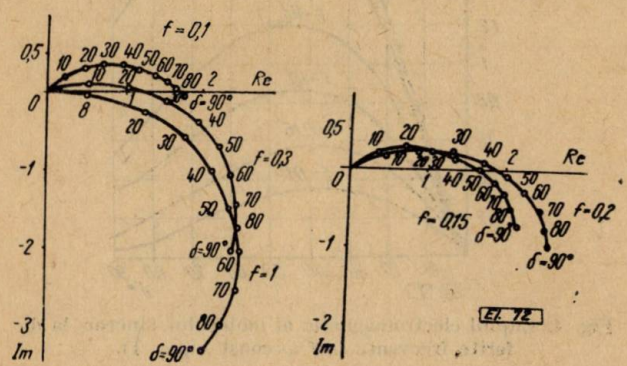


Fig. 3. Locurile geometrice ale curentului motorului sincron.

Ecuația cuplului în regim staționar este :

$$m_{e0} = i_{d0} i_{q0}(x_d - x_q) + i_{0E} i_{0q}, \tag{60}$$

sau

$$m_{e0} = \frac{\left(\frac{u}{f}\right)^2}{\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q}\left\{\frac{x_d - x_q}{\left(\frac{r}{f}\right)^2 + x_d x_q}\left[\frac{1}{2}\left(x_d x_q - \right.\right.\right.$$
$$\left. - \frac{r^2}{f^2}\right)\sin 2\delta_0 + \left(\frac{r^2}{f^2} - x_d x_q\right)\alpha f\sin\delta_0 -$$
$$- \frac{r}{f}x_d\sin^2\delta_0 + \frac{r}{f}x_q(\cos\delta_0 - \alpha f)^2\Big] +$$
$$\left.\left. + \alpha f\left[x_d\sin\delta_0 + \frac{r}{f}(\cos\delta_0 - \alpha f)\right]\right\}, \tag{61}$$

care particularizată pentru $f = 1$, $r \approx 0$, devine ecuația simplificată cunoscută a cuplului electromagnetic :

$$m_{e0} = \frac{1}{x_d}u^2\alpha\sin\delta_0 + \frac{1}{2}\frac{x_d - x_q}{x_d x_q}u^2\sin 2\delta_0. \tag{62}$$

Trebuie remarcat faptul că la frecvențe joase, rezistența înfășurării indusului nu mai poate fi neglijată, devenind comparabilă cu reactanțele.

Curbele cuplului electromagnetic, funcție de unghiul de sarcină, la diferite frecvențe, sînt date în figura 4, pentru $\frac{u}{f} = 1$ și $i_{E0} = 1$, deci $\alpha f = 1$. Curba cu linie punctată reprezintă curba

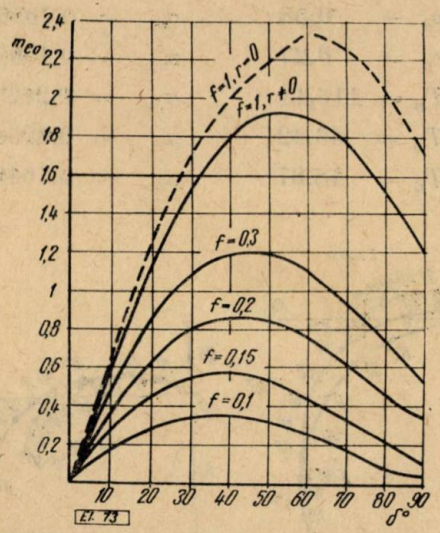


Fig. 4. Cuplul electromagnetic al motorului sincron la diferite frecvențe (u/f = const., $i_E = 1$).

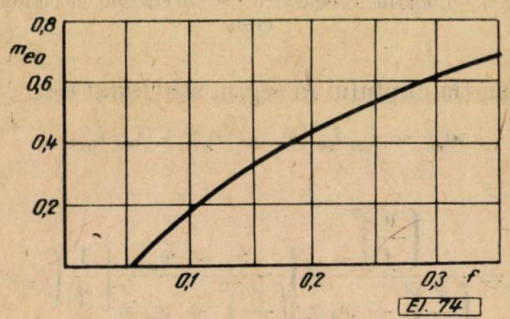


Fig. 5. Limita stabilității statice.

cuplului la frecvența nominală, cu neglijarea rezistenței indusului.

Considerînd cuplul maxim în regim staționar la o anumită frecvență, jumătate din cuplul electromagnetic maxim, deci luînd un factor de supraîncărcare $k_M = 2$, în figura 5 se arată zona în care motorul poate funcționa stabil din punct de vedere static, adică zona în care are o rezervă suficientă de putere sincronizantă.

Analiza stabilității

Prin modificarea cuplului rezistent la arborele motorului, regimul staționar de funcționare este perturbat. Procesul tranzitoriu care apare poate să ducă la un nou regim staționar, poate să ducă la ieșirea motorului din sincronism sau în fine, poate să se transforme într-un regim de oscilații ale rotorului, unghiul de sarcină oscilînd permanent în jurul unei anumite valori. În acest din urmă caz, apar și oscilații ale cuplului, puterii și curenților, valoarea medie a turației rămînînd turația sincronă, motorul păstrîndu-și deci sincronismul. Se înțelege că acest regim de oscilații staționare, nu poate fi considerat un regim normal de funcționare.

Stabilirea condițiilor în care pot apărea astfel de regimuri de funcționare instabilă se poate face apelînd la criteriile de stabilitate ale sistemelor automate, dispunînd de funcția de transfer a motorului. Aplicarea criteriului Routh-Hurwitz este foarte laborioasă în cazul ecuațiilor caracteristice cu grad mai mare de 3 (în cazul mașinii sincrone cu înfășurări de amortizare, gradul ecuației caracteristice este 7, fig. 2) Se recomandă utilizarea criteriului Nyquist, prin calcularea caracteristicilor de frecvență cu ajutorul calculatoarelor numerice.

Funcția de transfer a sistemului deschis (fig. 2) este :

$$F(p) = \frac{\omega_n^2 G(p)}{T_m p^2}.$$

Punînd $p = j\nu$ și dînd lui ν valori cuprinse între $-\infty$ și $+\infty$ se poate trasa hodograful lui $F(j\nu)$. Aceste calcule s-au făcut pe un calculator electronic numeric IBM 360/30, programul scris în limbajul algoritmic Basic FORTRAN-IV fiind dat în anexa II. Caracteristicile de frecvență pentru $f = 1$, $m_{e0} = 0{,}5$ și $f = 0{,}3$; 0,2; 0,15 și 0,1, $m_{e0} = 0{,}25$ sînt date în fig. 6.

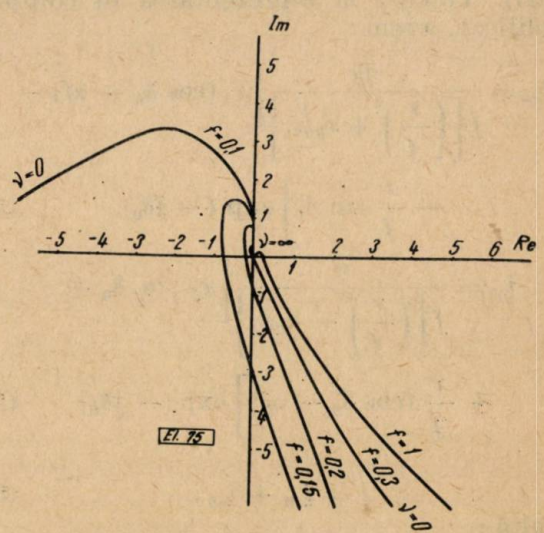


Fig. 6. Caracteristicile de frecvență ale motorului sincron.

Criteriul lui Nyquist arată că sistemul este stabil dacă caracteristica de frecvență nu înconjoară punctul (— 1,0) dacă funcția de transfer nu are poli, cu părți reale pozitive, cum este cazul studiat. Din analiza caracteristicilor de frecvență din figura 6 reiese că la frecvența $f = 0{,}15$ și $m_{e0} = 0{,}25$ motorul este aproape de limita

de stabilitate, iar la frecvența $f = 0{,}1$ și același cuplu, motorul este instabil.

Funcțiile de transfer calculate pentru regimurile staționare arătate (anexa II) pot fi utilizate de asemenea la modelarea motorului pe calculatorul analogic.

5. Concluzii

Pornind de la ecuațiile mașinii sincrone din teoria celor două axe, prin liniarizarea ecuațiilor diferențiale se stabilește expresia funcției de transfer între abaterea cuplului electromagnetic și abaterea unghiului de sarcină față de valorile aferente regimului staționar. Aceste funcții de transfer se calculează pentru diferite regimuri staționare ale motorului. Introducînd ecuația mișcării, se obține schema structurală în circuit închis, avînd ca mărime de intrare abaterea cuplului rezistent la arbore și ca mărime de ieșire abaterea unghiului de sarcină.

Caracteristicile de frecvență ale acestui sistem se pot calcula printr-o programare corespunzătoare pe calculatoarele numerice. Aplicarea criteriului lui Nyquist arată că motorul are o funcționare instabilă la frecvențe mai mici de 15% din frecvența nominală.

ANEXA I

Se introduc următoarele notații:

$$[u_1]=\begin{bmatrix} u\cos\delta_0\,\Delta\tilde{\delta}+\dfrac{x_q}{\omega_n}\,i_{q0}\,p\Delta\tilde{\delta} \\ -\left(u\sin\delta_0\Delta\tilde{\delta}+\dfrac{x_d}{\omega_n}\,i_{d0}\,p\Delta\tilde{\delta}+\dfrac{i_{E0}}{\omega_n}\,p\Delta\tilde{\delta}\right)\end{bmatrix};$$

$$[u_2]=\begin{bmatrix}0\\0\\0\end{bmatrix} \tag{63}$$

$$[X_1]=\begin{vmatrix} r+\dfrac{x_d}{\omega_n}\,p & -fx_q\,p \\ fx_d & r+\dfrac{x_q}{\omega_n}\,p\end{vmatrix} \tag{64}$$

$$[X_2]=\begin{vmatrix} \dfrac{p}{\omega_n} & \dfrac{p}{\omega_n} & -f \\ f & f & \dfrac{p}{\omega_n}\end{vmatrix} \tag{65}$$

$$[X_3]=\begin{vmatrix} \dfrac{T_E}{\omega_n}x_d\,(1-\sigma_{dE})\,p & 0 \\ \dfrac{T_D}{\omega_n}x_d\,(1-\sigma_{dD})\,p & 0 \\ 0 & \dfrac{T_Q}{\omega_n}\,x_q\,(1-\sigma_{qQ})\,p\end{vmatrix} \tag{66}$$

$$[X_4]=\begin{vmatrix} 1+\dfrac{T_E}{\omega_n}\,p & \dfrac{T_E}{\omega_n}(1-\mu_E)\,p & 0 \\ \dfrac{T_D}{\omega_n}(1-\mu_D)\,p & 1+\dfrac{T_D}{\omega_n}\,p & 0 \\ 0 & 0 & 1+\dfrac{T_Q}{\omega_n}\,p\end{vmatrix} \tag{67}$$

$$[i_1]=\begin{bmatrix}\Delta\tilde{i}_d\\ \Delta\tilde{i}_q\end{bmatrix};\quad [i_2]=\begin{bmatrix}\Delta\tilde{i}_E\\ \Delta\tilde{i}_D\\ \Delta\tilde{i}_Q\end{bmatrix}. \tag{68}$$

Matricea (33) ia forma:

$$\begin{bmatrix}[u_1]\\ [u_2]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}[X_1] & [X_2]\\ [X_3] & [X_4]\end{bmatrix}X\begin{bmatrix}[i_1]\\ [i_2]\end{bmatrix}. \tag{69}$$

Se poate vedea ușor că prin eliminarea lui $[i_2]$ avem:

$$[u_1]-[X_2]\,[X_4^{-1}]\,[u_2]=\{[X_1]-[X_2]\,[X_4^{-1}]\,[X_3]\}\,[i_1], \tag{70}$$

sau cu notațiile:

$$\begin{aligned}[u_1'] &= [u_1]-[X_2]\,[X_4^{-1}]\,[u_2]\\ [X'] &= [X_1]-[X_2]\,[X_4^{-1}]\,[X_3],\end{aligned} \tag{71}$$

avem:

$$[i_1]=[X'^{-1}]\,[u_1']. \tag{72}$$

Notînd încă:

$$\begin{aligned} a &= 1+\frac{T_E}{\omega_n}p;\ b=\frac{T_E}{\omega_n}(1-\mu_E)\,p;\\ c &= \frac{T_D}{\omega_n}(1-\mu_D)\,p;\\ d &= 1+\frac{T_D}{\omega_n}p;\ e=1+\frac{T_Q}{\omega_n}p;\\ g &= \frac{T_E}{\omega_n}x_d(1-\sigma_{dk})\,p;\\ h &= \frac{T_D}{\omega_n}x_d(1-\sigma_{dD})\,p;\ i=\frac{T_Q}{\omega_n}x_q(1-\sigma_{qQ})\,p,\end{aligned} \tag{73}$$

avem, succesiv:

$$[X_4]=\begin{vmatrix} a & b & 0\\ c & d & 0\\ 0 & 0 & e\end{vmatrix};$$

$$[X_4^{-1}]=\frac{1}{e(ad-bc)}\begin{vmatrix} de & -be & 0\\ -ce & ae & 0\\ 0 & 0 & ad-bc\end{vmatrix} \tag{74}$$

$$[X_3] = \left|\begin{array}{c|c} g & 0 \\ \hline h & 0 \\ \hline 0 & i \end{array}\right|; \quad [X_2]\,[X_4^{-1}] =$$

$$= \left|\begin{array}{cc|cc|c} \dfrac{p}{\omega_n} & \dfrac{d-c}{ad-bc} & \dfrac{p}{\omega_n} & \dfrac{a-b}{ad-bc} & -\dfrac{f}{e} \\ f & \dfrac{d-c}{ad-bc} & f & \dfrac{a-b}{ad-bc} & \dfrac{p}{e\omega_n} \end{array}\right| \tag{75}$$

$$[X_2]\,[X_4^{-1}]\,[X_3] = \left|\begin{array}{cc|c} \dfrac{p}{\omega_n} & \dfrac{g(d-c)+h(a-b)}{da-bc} & -f\dfrac{i}{e} \\ f & \dfrac{g(d-c)+h(a-b)}{ad-bc} & \dfrac{p}{\omega_n}\dfrac{i}{e} \end{array}\right| \tag{76}$$

$$[X'] =$$

$$= \left|\begin{array}{cc|c} r+\dfrac{x_d}{\omega_n}p-\dfrac{p}{\omega_n} & \dfrac{g(d-c)+h(a-b)}{ad-bc} & -fx_q+f\dfrac{i}{e} \\ fx_d-f\dfrac{g(d-c)+h(a-b)}{ad-bc} & & r+\dfrac{x}{\omega_n}p-\dfrac{p}{\omega_n}\dfrac{i}{e} \end{array}\right|, \tag{77}$$

sau cu notațiile :

$$Z_1 = r + \frac{x_q}{\omega_n}p - \frac{p}{\omega_n}\frac{i}{e} \tag{78}$$

$$Z_2 = fx_d - f\frac{g(d-c)+h(a-b)}{ad-bc} \tag{79}$$

$$Z_3 = -fx_q - f\frac{i}{e} \tag{80}$$

$$Z_4 = r + \frac{x_d}{\omega_n}p - \frac{p}{\omega_n}\frac{g(d-c)+h(a-b)}{ad-bc} \tag{81}$$

$$[X'] = \left|\begin{array}{c|c} Z_4 & Z_3 \\ \hline Z_2 & Z_1 \end{array}\right|;$$

$$[X'^{-1}] = \frac{1}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3}\left|\begin{array}{c|c} Z_1 & -Z_3 \\ \hline -Z_2 & Z_4 \end{array}\right|. \tag{82}$$

Punînd matricea $[u_1]$ (63) sub forma :

$$[u_1] = \begin{bmatrix} V_2 \\ V_1 \end{bmatrix}\Delta\tilde{\delta} \tag{83}$$

rezultă :

$$[i_1] = \frac{1}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3}\begin{bmatrix} V_2Z_1 - V_1Z_3 \\ V_1Z_4 - V_2Z_2 \end{bmatrix}\Delta\tilde{\delta} \tag{84}$$

sau

$$\Delta\tilde{i}_d = \frac{V_2Z_1 - V_1Z_3}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3}\Delta\tilde{\delta}\,; \quad \Delta\tilde{i}_q = \frac{V_1Z_4 - V_2Z_2}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3}\Delta\tilde{\delta}. \tag{85}$$

Din (33) cu notațiile (73) rezultă :

$$\Delta\tilde{i}_Q = -\frac{i}{e}\Delta\tilde{i}_d \tag{86}$$

și rezolvînd ecuațiile care conțin pe $\Delta\tilde{i}_E$ și $\Delta\tilde{i}_D$:

$$\Delta\tilde{i}_D = \frac{ah - cg}{bc - ad}\Delta\tilde{i}_d\,; \quad \Delta\tilde{i}_E = \frac{dg - bh}{bc - ad}\Delta\tilde{i}_d. \tag{87}$$

Înlocuind acum în (35) expresiile calculate pentru $\Delta\tilde{i}_d$, $\Delta\tilde{i}_q$, $\Delta\tilde{i}_E$, $\Delta\tilde{i}_D$, $\Delta\tilde{i}_Q$ se obține în final :

$$G(p) = \frac{\Delta\tilde{m}_e}{\Delta\tilde{\delta}} =$$

$$= \frac{(V_1Z_4 - V_2Z_2)\,V_3 + (V_2Z_1 - V_1Z_3)\,V_4}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3}. \tag{88}$$

ANEXA II

Disk operating system/360 fortran

360 N—FO—451 CL 3—4

```
DOUBLE PRECISION DELTA, ID, IQ, U, IE, FR, XD, XQ
SQQ, SDD, SDE, MD, ME, TM, TE, TD, TQ, R
C, OM, A, B, C, D, E, F, G, H, I, J, K, L, M, N, O, Q,
    V, S, T, W, Z, AO, Al, A2, A3, A4, A5, BO, BI, B2, B
C3, B4, B5, REA, IMA, REB, IMB, REP, IMP
3 FORMAT (6F 10.8)
4 FORMAT (7F 10.8/5F 10.8, F12.8)
  READ (1, 3,) DELTA, ID, IQ, U, IE, FR
  READ (1, 4) XD, XQ, SQQ, SDD, SDE, MD, ME, TM, TE,
    TD, TQ, R, OM
  A = U * SIN (DELTA)
  B = U * COS (DELTA)
  C = - (XD * ID + IE)/OM
  D = XQ * IQ/OM
  E = (XD - XQ) * ID + IE
  F = ((XD - SQQ * XQ) * ID + IE) * TQ
  G = TE + TD
  H = (ME + MD - ME * MD) * TE * TD
  I = (XD - XQ) * IQ
  J = - (XD * (TE * SDE + TD * TSDD) + XQ * G) *IQ
  K = - ((XD - XQ) * ME * MD + XQ * (ME + MD) +
  + XD * (MD * SDE + ME * SDD)) * IQ * TE * TD
  L = R * TQ + XQ/OM
  M = XQ * SQQ * TQ/OM
  N = SDE * TE + SDD * TD
  O = - (ME * MD - SDE * MD - SDD * ME) * TE * TD
  Q = FR * XD
  V = FR * XQ
  S = TQ * (2 - SQQ)
  T = XD/OM + G * R
  W = R * TE * TD * (ME + MD - ME * MD) + XD * (TE
    * SDE + TD * SDD)/OM
  Z = - XD * (ME * MD - MD * SDEi - ME * SDD) * TE
    * TD/OM
  AO = E * (A * R - Q * B) + I * (B * R + A * V)
  AI = E * (A* T + C * R) + R * (F * A + I * B) - Q*
    + (E * (B * N + D) + F* B) + I* (B * L + D * R) +
    + V * (A * J + I)
C * (A * S + C)
  A2 = E * (A * W + C * T) + F * (A * T + C * R) - Q*
    (E * (B * O + D * N)) + I * (B * M + D * L) + J *
    (B* L + D* R)
C + K * B * R + V * (A * K + J * (A * S + C) + C *
  *S * I)
```

```
      A3 = E* (A * Z + C * W) + F * (A * W + C * T) — Q*
        (E * D * O + F * (B * T + D * N)) + I * D * M + J * (B
        * M + D * L)
C + K * (B * L + D * R) + V * (K * (A * S + C) + C*
        S*J)
      A4 = C* (E * Z + S*K * V) + F * (A *Z + C* W) + K *
        (B* M+ D * L) + D* (J* M — Q * F * O)
      A5 = F* C* Z + K * D * M
      BO = R **2 + Q * V
      BI = R * (T + L) + Q * V * (N + S)
      B2 = R * W + L * T + M * R + Q * V * (O + S * N)
      B3 = R* Z + L * W + M * T + Q * V * S * 0
      B4 = L * Z + M * W
      B5 = M * Z
7 FORMAT (' ', 2F 11.4)
8 FORMAT (' 1', 6F 16.13/6F16.13)
      WRITE (3, 8) AO , Al, A2, A3, A4, A5, BO, B1, B2,
        B3, B4, B5
      DO 9NIU = 1, 71, 5
      REA = AO — A2 * NIU ** 2 + A4 * NIU **4
      IMA = A1 * NIU — A3 * NIU ** 3 + A5 * NIU ** 5
      REB = BO — B2 * NIU ** 2 B4 * NIU **4
      IMB = B1 * NIU — B3 * NIU * 3 + B5 * NIU **5
      REP = — ((REA * REB + IMA ** IMB)/(REB * REB +
        + IMB * IMB)) * OM/(TM * NIU * NIU)
      IMP = — ((IMA * REB — IMB * REA) / (REB * REB +
        + IMB * IMB)) * OM/(TM * NIU * NIU)
      WRITE (3, 7) REP, IMP
9 CONTINUE
      STOP
      END
```

Funcțiile de transfer între abaterea cuplului electromagnetic și abaterea unghiului de sarcină sînt :

pentru $f = 1$, $m_{e0} = 0{,}5$

$$G(p) = -\frac{0{,}566868 + 0{,}135222\,p + 0{,}0020004\,p^2 + 0{,}00011107\,p^3 + 0{,}00000006\,p^4 + 0{,}000000001\,p^5}{0{,}15906 + 0{,}58096\,p + 0{,}004515\,p^2 + 0{,}00004969\,p^3 + 0{,}00000004\,p^4 + 0{,}00000000007\,p^5},$$

pentru $f = 0{,}3$, $m_{e0} = 0{,}25$

$$G(p) = -\frac{0{,}050330 + 0{,}010898\,p + 0{,}0002654\,p^2 + 0{,}00002582\,p^3 + 0{,}00000030\,p^4 + 0{,}000000001\,p^5}{0{,}01728 + 0{,}007446\,p + 0{,}000727\,p^2 + 0{,}00001126p^3 + 0{,}00000004\,p_1 + 0{,}00000000007\,p^5},$$

pentru $f = 0{,}2$, $m_{e0} = 0{,}25$

$$G(p) = -\frac{0{,}021816 + 0{,}004384p + 0{,}0001589p^2 + 0{,}00002235\,p^3 + 0{,}00000034p^4 + 0{,}000000001\,p^5}{0{,}00949 + 0{,}004662p + 0{,}000519p^2 + 0{,}00000915p^3 + 0{,}00000004\,p^4 + 0{,}00000000007\,p^5},$$

pentru $f = 0{,}15$, $m_{e0} = 0{,}25$

$$G(p) = -\frac{0{,}011650 + 0{,}001938\,p + 0{,}0001293\,p^2 + 0{,}00002258\,p^3 + 0{,}00000038\,p^4 + 0{,}000000001\,p^5}{0{,}00676 + 0{,}003688\,p + 0{,}000446\,p^2 + 0{,}00000841\,p^3 + 0{,}00000004\,p^4 + 0{,}00000000007\,p^5},$$

pentru $f = 0{,}1$, $m_{e0} = 0{,}25$

$$G(p) = -\frac{0{,}003646 + 0{,}000122\,\mathrm{p} + 0{,}0000596\,p^2 + 0{,}00002266\,p^3 + 0{,}00000042\,p^4 + 0{,}000000001\,p^5}{0{,}00481 + 0{,}002993\,p + 0{,}000394\,p^2 + 0{,}00000788p^3 + 0{,}00000004\,p^4 + 0{,}00000000007\,p^5},$$

i_d, i_q, i_0 — curenții din înfășurările statorice echivalente [per-unit];

i — curentul din înfășurarea statorică reală în regim staționar [per-unit];

i_D, i_Q, i_E — curenții din înfășurarea de amortizare din axa longitudinală, transversală și respectiv din înfășurarea de excitație [per-unit];

i_{d0}, i_{q0}, i_{E0} — curenții din înfășurările longitudinală, transversală și respectiv de excitație în regim staționar [per-unit];

α — raportul dintre curentul de excitație și tensiunea la borne în regim staționar [per-unit];

$\Delta\tilde{i}_d, \Delta\tilde{i}_q, \Delta\tilde{i}_E, \Delta\tilde{i}_D, \Delta\tilde{i}_Q$ — transformatele Laplace ale abaterilor față de regimul staționar ale curenților din înfășurarea longitudinală, transversală, de excitație și de amortizare;

r — rezistența înfășurărilor statorice [per-unit];

$\sigma_{dE}, \sigma_{dD}, \sigma_{qQ}, \mu_E, \mu_D$ — coeficienții de dispersie;

x_d, x_q — reactanța longitudinală respectiv transversală [per-unit];

ψ_a, ψ_b, ψ_c — fluxurile înlănțuite cu înfășurările statorice reale [per-unit];

ψ_d, ψ_q, ψ_0 — fluxurile înlănțuite cu înfășurările echivalente [per-unit];

ψ_E, ψ_D, ψ_Q — fluxurile înlănțuite cu înfășurările de excitație, de amortizare din axa longitudinală și respectiv transversală [per-unit];

Semnificația principalelor notații utilizate

u_a, u_b, u_c — tensiunile de alimentare a înfășurărilor statorice reale [per-unit];

u — tensiunea la bornele înfășurării statorice reale în regim staționar [per-unit];

u_d, u_q, u_0 — tensiunile de alimentare a înfășurărilor statorice echivalente [per-unit],

i_a, i_b, i_c — curenții din înfășurările statorice reale [per-unit];

ϑ — unghiul dintre axa înfășurării reale a și axa longitudinală a rotorului [radiani];

δ — unghiul de sarcină [radiani];

$\Delta\tilde{\delta}$ — transformata Laplace a abaterii unghiului de sarcină față de valoarea din regimul staționar;

ω — pulsația [unități fizice];

ω_n — pulsația nominală [unități fizice];

f — frecvența [per-unit];

t timpul [unități fizice];

T_E, T_D, T_Q, T_m — constantele de timp ale înfășurărilor și constanta mecanică de timp [per-unit];
m_m — cuplul mecanic rezistent [per-unit];
m_e — cuplul electromagnetic în regim staționar [per-unit];
$\Delta\tilde{m}_m$, $\Delta\tilde{m}_e$ — transformatele Laplace ale abaterii cuplului mecanic; respectiv cuplului electromagnetic față de valorile aferente regimului staționar;
p — operatorul Laplace;
Δ — indică variații foarte mici ale variabilelor;
k_M — factor de supraîncărcare;
$j = \sqrt{-1}$
$G(p)$ — funcția de transfer între $\Delta\tilde{m}_e$ și $\Delta\tilde{\delta}$
$F(p)$ — funcția de transfer a circuitului deschis.

Bibliografie

[1] *Șofan, E. L.* Procedeu și instalație de acționare electrică cu motoare sincrone cu turație ajustabilă. Descrierea invenției 51302, publicată la 14. 12. 68.
[2] *Lipo, Th. A. Krause, P. C.* Stability analysis for variable frequency operation of synchronous machines. În: IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. **87**, nr. 1, ian 1968.
[3] *Park, R. H.* Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis. În: Part I. AIEE Transactions, vol. **48**, 1929, p. 716–727.
[4] *Concordia, C.* Synchronous Machines, New York, 1951.
[5] *Laible, Th.* Die Theorie der Sinchronmaschine im nichtstationaren Betrieb. Springer Verlag, 1952.
[6] *Dordea, T.* Mașini electrice, vol. **I** și **II**. Institutul politehnic din Timișoara, 1968.
[7] *Nedelcu, V. N.* Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ, Editura tehnică, București, 1968.

Intrat în redacție la 22.V.1969

Cu privire la ecuațiile de funcționare ale transformatoarelor trifazate

OVIDIU CRIȘAN * — Timișoara

CZ 621.314.22.011.1.001.24

În scopul analizării regimurilor tranzitorii lente în sistemele electrice, se vor reprezenta ecuațiile de regim ale transformatoarelor trifazate cu precizări referitoare la construcția transformatorului și a regimurilor de funcționare. Relațiile de regim urmează să fie încadrate în reprezentarea unitară a sistemului cu toate elementele sale, sub formă matriceală. În cazul în care se analizează regimuri nesimetrice, pentru determinarea parametrilor transformatorului față de secvența directă inversă și homopolară, în mod obișnuit este nevoie să se efectueze determinări experimentale pentru fiecare secvență.

În lucrare se va indica modul de determinare a acestor parametri, direct, folosind mărimile introduse pentru transformator la regimul normal.

1. Ipoteze de calcul

Se fac următoarele ipoteze de calcul:

— se neglijează capacitățile între spire deoarece nu interesează procesele de undă;

— se neglijează saturația, deci toate inductivitățile se consideră constante.

— se neglijează pierderile în fierul transformatorului, deoarece ele au valori mici și nu sînt de interes practic în problema considerată, față de precizia cu care se cunosc alte mărimi din rețea;

— relațiile de calcul se vor referi la un transformator trifazat cu 3 coloane. Pentru alte forme de transformatoare se vor indica particularitățile de cîte ori este cazul;

— toate înfășurările (primare sau secundare) se consideră înfășurate în același sens pe coloană; începutul bobinelor se consideră de aceiași parte a înfășurării (în partea de sus sau de jos) în raport cu axa coloanei, atît pentru primar cît și pentru secundar;

— toate inductivitățile se presupun astfel definite încît au numai valori pozitive. Deci înlănțuirile proprii și mutuale vor fi determinate de sensul curenților și de poziția relativă a bobinelor;

— se iau în considerare numai transformatoarele cu două înfășurări, ele fiind de obicei înfășurările cu utilizare principală în transformatoarele de putere.

2. Schema de cuplaj a transformatorului trifazat

2.1. Sensuri pozitive. Notații. Se consideră transformatorul trifazat din figura 1. Avînd în vedere regimul la care se referă dezvoltările următoare, se consideră sensurile pozitive pentru curenți și tensiune astfel: în primar sensurile asociate regimului de consumator, iar în secundar sensurile asociate regimului de generator. Sensurile de integrare au fost alese pentru toate

* Ing. *O. Crișan* este șef de lucrări la Facultatea de electrotehnică din I. P. Timișoara.

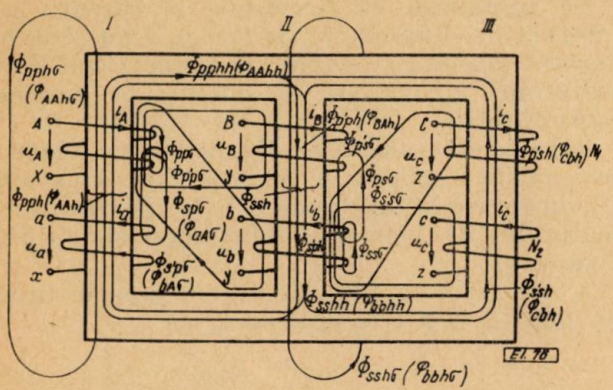


Fig. 1. Sensurile pozitive adoptate pentru transformator, considerat ca element intermediar în rețea.

bobinele în sensul înfășurării; deci fluxurile utile sînt comune pentru înfășurările aflate pe aceeași coloană:

S-au utilizat următoarele notații principale (fig. 1) (celelalte vor fi precizate în momentul cînd vor fi introduse):

u_p, u_s — tensiunile la bornele înfășurărilor primare și secundare în valori momentane;

i_p, i_s — curenții primari și secundari în valori momentane;

ψ_{pph}, ψ_{pphh}, $\psi_{pph\sigma}$ ($\psi_{pph} = \psi_{pphh} + \psi_{pph\sigma}$), ψ_{ssh}, ψ_{sshh}, $\psi_{ssh\sigma}$ ($\psi_{ssh} = \psi_{sshh} + \psi_{ssh\sigma}$) — înlănțuirile primare și secundare corespunzătoare fluxului propriu total util (fluxul util înlănțuie ambele înfășurări aflate pe aceeași coloană), fluxului util ce se închide total prin miezul altor faze și fluxului util ce se închide numai prin coloana respectivă (corespunde dispersiei fluxului util, pierderii de flux util între coloane) parcurgînd eventual și porțiuni de aer;

$\psi_{pp\sigma}$, $\psi_{sp\sigma}$, $\psi_{p'p\sigma}$, $\psi_{s'p\sigma}$, $\psi_{ss\sigma}$, $\psi_{ps\sigma}$, $\psi_{s's\sigma}$, $\psi_{p's\sigma}$ — înlănțuirile corespunzătoare fluxurilor de dispersie proprii și a fluxurilor de dispersie (ce nu înlănțuie total ambele înfășurări) mutuale între diferite înfășurări;

ψ_{sph}, $\psi_{p'ph}$, $\psi_{s'ph}$, $\psi_{psh'}$, $\psi_{s'sh}$, $\psi_{p'sh}$ — înlănțuirile corespunzătoare fluxurilor utile ce înlănțuie cîte două bobine;

ψ_p, ψ_{pp}, ψ_s, ψ_{ss} — înlănțuirile corespunzătoare fluxurilor totale și proprii totale ale înfășurărilor primare și secundare. Inductivitățile corespunzătoare acestor înlănțuiri poartă aceiași indici;

r_p, r_s — rezistența înfășurării primare și secundare;

$N_p = N_1$, $N_s = N_2$ — numărul de spire ale înfășurărilor primare și secundare.

În aceste notații indicii vor primi semnificațiile:

$$p, p' = A, B, C; \qquad s, s' = a, b, c,$$

în funcție de înfășurările la care se referă. Indicele prim (′) are semnificația că se referă la o înfășurare aflată pe altă coloană, decît aceea fără acest indice.

Coloanele au fost notate cu I, II, III.

În figura 1, au fost reprezentate doar liniile de cîmp magnetic corespunzătoare unei înfășurări primare AX și a unei înfășurări secundare by.

Este necesar să se remarce că fluxul util Φ_{pph}, ce înlănțuie ambele înfășurări aflate pe aceiași coloană, a fost separat în două părți distincte cu rol bine determinat: o parte a fluxului util, notată cu Φ_{pphh} care se închide străbătînd înfășurările fazelor vecine și o parte a fluxului util notată cu $\Phi_{pph\sigma}$, care nu se închide prin înfășurările fazelor vecine. Este evident că, între faze, cuplajul este determinat doar de fluxul Φ_{pphh}. Această separare a fluxului util va permite obținerea unor rezultate cantitative mult mai aproape de fenomen.

Corespunzător acestei separări se introduce noțiunea de factor de cuplaj al fluxului util între două faze, definit ca raportul:

$$K_{m\,pp'} = \frac{\Phi_{pp'h}}{\Phi_{p'p'hh}} < 1 \cdot \tag{1}$$

Acest factor indică deci, ce cotă din fluxul util produs de faza p', și care se închide prin celelalte coloane ($\Phi_{p'p'hh}$), se închide prin faza p.

2.2. Obținerea schemei de cuplaj. Dacă se au în vedere relațiile (A1′), (A7′), (A14), (A3), (A4′), (A5′), (A18), (A19), (A22) și celelalte notații introduse în Anexă, se obține sistemul complet de ecuații ce descrie funcționarea transformatorului trifazat:

$$u_p = r_p\, i_p + L_{p\sigma} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\, i_p - u_{ep} \tag{2}$$

$$u_s = -\, r_s\, i_s - L_{s\sigma}\, \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\, i_s - u_{es} \tag{3}$$

$$u_{ep} = -\, \frac{\mathrm{d}\psi_{ph}}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

$$\psi_{ph} = (L_{pph\sigma} + L_{pphh})\, i_{0p} - \sum_{p' \neq p} K_{m\,pp'} \cdot L_{p'p'hh} \cdot i_{0p'} \tag{5}$$

(8)

$$N_1\, i_{0p} = N_1\, i_p - N_2\, i_s \tag{6}$$

$$u_{ep} = k u_{es}. \tag{7}$$

Dacă se înmulțește relația (3) cu k și se ține cont de (A18) se obține o nouă formă pentru sistemul de ecuații (8):

$$u_p = r_p\, i_p + L_{p\sigma} \cdot \frac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t} - u_{ep} \tag{2′}$$

$$u'_s = -\, r'_s \cdot i_s - L'_{s\sigma}\, \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\, i'_e - u'_{es} \tag{3′}$$

$$u_{ep} = -\frac{d\psi_{ph}}{dt} \qquad (4') \quad (8')$$

$$\psi_{ph} = (L_{pph\sigma} + L_{pphh})\, i_{0p} - \sum_{p' \neq p} K_{mpp'} L_{p'p'hh}\, i_{0p'} \qquad (5')$$

$$i_{0p} = i_p - i'_s \qquad (6')$$

$$u_{ep} = u'_{es}, \qquad (7')$$

unde s-au notat mărimile secundare reduse la primar :

$$r'_s = k^2 r_s;\ L'_{s\sigma} = k^2 L_{s\sigma};\ u'_s = k u_s :\ u'_{es} = k u_{es}. \qquad (9)$$

Corespunzător sistemului de ecuații (8), rezultă schema de cuplaj între fazele transformatorului trifazat ca în figura 2. Se remarcă din această figură că fazele sînt cuplate între ele numai

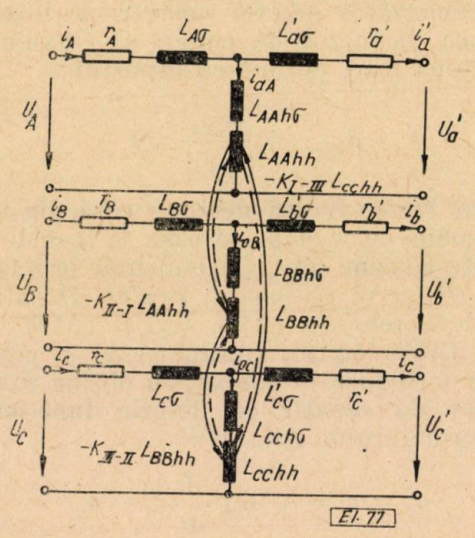


Fig. 2. Schema de cuplaj a fazelor pentru transformatorul trifazat cu 2 înfășurări.

prin intermediul inductivităților utile L_{hh} (și a factorului de cuplaj magnetic Km) și nu intervin inductivitățile utile $L_{h\sigma}$.

Schema din figura 2 indică dependența fazelor între ele.

În general este dificil să se găsească scheme echivalente simple pentru transformatoarele trifazate în regim oarecare, pentru orice frecvențe. Din acest motiv schema de cuplaj din figura 2 fiind foarte sugestivă, poate fi admisă drept schemă echivalentă a transformatorului trifazat, ea fiind complet satisfăcătoare pentru urmărirea fenomenelor și pentru exprimarea analitică (împreună cu sistemul de ecuații (8') a regimului de funcționare.

Sistemul de ecuații (8') cît și schema echivalentă din figura 2, se mai completează cu relațiile suplimentare ce apar între tensiuni și curenți în funcție de conexiunile înfășurărilor.

Se subliniază că tensiunile și curenții ce intervin în sistemul (8') și figura 2 nu sînt în general tensiuni și curenți la bornele transformatorului ci tensiuni și curenți la bornele înfășurărilor.

Schema echivalentă din figura 2 este o schemă principială : asupra ei se vor face aprecieri suplimentare în funcție de construcția transformatorului, de regimul de funcționare și de tipul conexiunii.

a) *Relații între fluxuri.* Fluxul propriu total al înfășurării p este egal cu suma :

$$\psi_{pp} = \psi_{pph} + \psi_{pp\sigma}.$$

Deci fluxul total ce înlănțuie înfășurarea p se împarte în două fluxuri cu semnificații diferite : un flux util, ce înlănțuie și înfășurarea secundară de pe aceiași coloană, și care reprezintă o pondere din fluxul total propriu egală cu :

$$h_p = \frac{\psi_{pph}}{\psi_{pp}}$$

și un alt flux, de dispersie, ce înlănțuie numai înfășurarea p și care reprezintă o pondere din fluxul total propriu egală cu :

$$\sigma_p = \frac{\psi_{pp\sigma}}{\psi_{pp}}. \text{ Evident } h_p + \sigma_p = 1. \qquad (10)$$

Dar fluxul propriu util (ψ_{pph}), nu se închide total prin miezul celorlaltor coloane, ci o parte din acest flux ($\psi_{pp\sigma}$) înlănțuie numai înfășurările aflate pe coloana p ; deci reprezintă un flux util pierdut față de coloanele vecine (din acest punct de vedere este un flux de dispersie față de înfășurările aflate pe celelalte coloane).

Fluxul util propriu ce se închide prin celelalte coloane se poate exprima :

$$\psi_{pphh} = \sum_{p' \neq p} \psi_{p'p'hh} = \sum_{p' \neq p} K_{mp'p'} \psi_{pphh}, \qquad (11)$$

deci

$$\sum_{p' \neq p} K_{mp'p} = 1. \qquad (12)$$

Fluxul util total propriu al bobinei p este :

$$\psi_{pph} = \psi_{pph\sigma} + \psi_{pphh}, \text{ sau}$$

$$\frac{\psi_{pph\sigma}}{\psi_{pph}} + \frac{\psi_{pphh}}{\psi_{pph}} = 1. \qquad (13)$$

Dacă se notează cu $h_{\sigma p}$ raportul : $h_{\sigma p} = \frac{\psi_{pph\sigma}}{\psi_{pph}}$ numit coeficient de pierdere (de dispersie între coloane) al fluxului util și cu h_{hp}, raportul : $h_{hp} = \frac{\psi_{pphh}}{\psi_{pph}}$ numit coeficient de transmitere al fluxului util, se obține relația :

$$h_{\sigma p} + h_{hp} = 1, \qquad (14)$$

sau, ținînd cont și de (12):

$$h_{\sigma p} + h_{hp} \sum_{p' \neq p} K_{mp'p} = 1. \qquad (15)$$

Relația (13) este valabilă și pentru inductivitățile utile ale înfășurării p

$$L_{pph\sigma} + L_{pphh} = L_{pph} \qquad (13')$$

Valoarea mărimilor ce intervin în relațiile (15) și (13) depind de saturație.

La paragraful A2, pe baza acestor relații, se precizează influența formei constructive a transformatorului asupra coeficienților introduși.

b) Influența regimului de funcționare. Se vor reține cîteva aprecieri calitative referitoare la funcționarea transformatorului în diferite regimuri particulare.

Cuplajul magnetic între coloane influențează valoarea curenților totali i_{0p}, și deci a fluxului total util al unei coloane (corespunzător modificării unei reactanțe echivalente transversale a unei faze în schema din fig. 2). Astfel componentele curenților de fază, care formează un sistem simetric, vor determina în primă aproximație tot un sistem simetric al curenților totali.

Dacă se consideră:

$L_{AAhh} \cong L_{BBhh} \cong L_{cchh}$ și $K_{mAB} \cong K_{mBC} \cong {}_{mCA} \cong \cong K_{mBA} \cong K_{mAC} \cong K_{mCB} = 0{,}5$ (sînt de același ordin de mărime), aproximări satisfăcătoare pentru analiza calitativă ce se propune să se obțină, căderea de tensiune pe elementele L_{pphh} rezultă:

$$\Delta u_{phh} = L_{pphh} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{0p} - \sum_{p' \neq p} K_{mpp'} \cdot L_{p'p'hh} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{0p'} =$$

$$= L_{pphh} \frac{\mathrm{d}i_{0p}}{\mathrm{d}t} - L_{p'p'hh} \cdot K_{mpp'} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \sum_{p' \neq p} i_{0p}$$

dar în acest regim

$$\sum_{p \neq' p} i'_{0p} = - i_{0p} \text{ deci}$$

$$\Delta u_{phh} = L_{pphh}(1 + k_{mpp'}) \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \cdot i_{0p} = L_{cchh} \frac{\mathrm{d}i_{0p}}{\mathrm{d}t} \cong$$

$\cong 1{,}5\, L_{pphh} \dfrac{\mathrm{d}i_{0p}}{\mathrm{d}t}$ ca și cum inductivitatea echivalentă transversală a crescut. Aceeași relație se poate stabili și pentru fluxul util ce se închide prin celelalte coloane. Conform relației (5), fluxul util în coloană în acest caz crește datorită contribuției fazelor alăturate.

Componentele sinfazice ale curenților determină următoarea cădere de tensiune pe elementul L_{pphh}:

$$\Delta u_{phh} = L_{pphh} \frac{\mathrm{d}i_{0p}}{\mathrm{d}t} - \sum_{p' \neq p} L_{p'p'hh} \cdot K_{mpp'} \cdot \frac{\mathrm{d}i_{0p'}}{\mathrm{d}t} =$$

$$= L_{pphh} \frac{\mathrm{d}i_{0p}}{\mathrm{d}t} - L_{p'p'hh} \cdot k_{mpp'} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \sum_{p' \neq p} i_{0p'} =$$

$$- L_{pphh}(1 - 2k_{mpp'}) \frac{\mathrm{d}i_{0p}}{\mathrm{d}t} \cong 0.$$

Deci nu va exista flux util care se închide prin coloanele altor faze. Singurul element transversal ce intervine în schema echivalentă, la acest regim, este $L_{pph\sigma}$ care (A2), poate lua valori foarte diferite, funcție de construcția transformatorului. Tocmai evidențierea acestei inductivități la regimurile cu caracter homopolar a fost motivul pentru care în schema echivalentă s-a reprezentat distinct inductivitatea utilă de pierdere între coloane $L_{pph\sigma}$.

În același timp precizarea distinctă a factorului de cuplaj magnetic între coloane $k_{mpp'}$ și a coeficienților h_{hp} și $h_{\sigma p}$ așa cum au fost definiți, aici, au o semnificație mai reală, ilustrează mai corect fenomenul decît introducerea unor coeficienți de cuplaj și de dispersie globali.

3. Observații referitoare la dezvoltările teoretice

În legătură cu valoarea parametrilor se pot face următoarele precizări:

— valoarea frecvenței influențează valoarea parametrilor din cauza prezenței curenților turbionari;

— saturația modifică valoarea parametrilor în funcție de magnetizarea miezului;

— coeficienții de cuplaj magnetic între coloane, depind și ei de magnetizarea miezului [1], [2];

— schema echivalentă din figura 2 nu se poate modela decît folosind transformatoare de cuplaj ideale între faze.

În cazul rezolvării sistemului de ecuații pas cu pas pe un calculator, cea mai mare parte din aceste deficiențe se pot elimina.

Formulările teoretice prezentate prezintă avantajul că permit încadrarea ușoară a transformatorului de forma cea mai generală în analiza rețelei electrice în ansamblu. Toate relațiile prezentate rămîn valabile și dacă se aplică calculul operațional cu condiții inițiale nule sau dacă calculul se referă la creșteri de variabile așa cum se folosește la rezolvarea ecuațiilor pas cu pas.

4. Verificări experimentale

S-au efectuat verificări experimentale cu două transformatoare de laborator, de putere mică, (1 kVA) și tensiune nominală 380 V. Un transformator are 3 coloane și al doilea 5 coloane. Pentru a păstra parametrii constanți s-au efectuat încercările la tensiune redusă (100 V).

Parametrii transformatorului au fost determinați conform indicațiilor din paragraful A3. S-au obținut rezultatele trecute în tabela 1.

Din analiza rezultatelor trecute în tabela 1 se observă că la transformatorul cu trei coloane pierderea fluxului util este mai mică decît la cel cu 5 coloane.

În figurile (3) și (4) s-a reprezentat variația

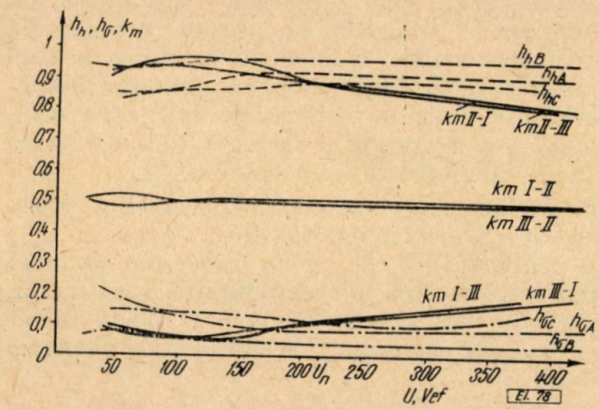


Fig. 3. Variația coeficientului de transmitere (h_h), a coeficientului de pierdere (h_σ) și a factorului de cuplaj (km) a fluxului util, în funcție de tensiune și faza alimentară. Transformator cu 3 coloane.

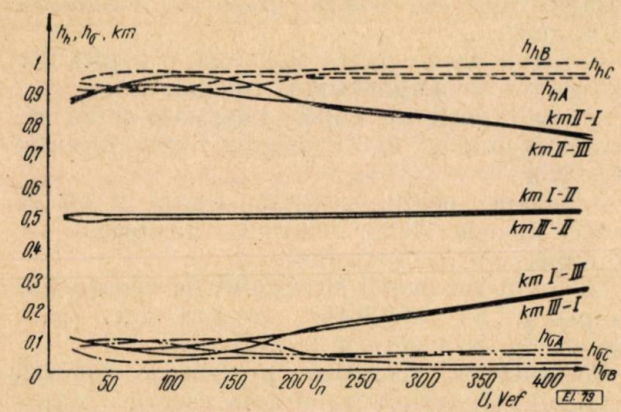


Fig. 4. Variația coeficientului de transmitere (h_h) a coeficientului de pierdere (h_σ) și a factorului de cuplaj (km) a fluxului util, în funcție de tensiune și faza alimentată. Transformator cu 5 coloane.

factorilor de cuplaj magnetic și a coeficienților de transmitere și de dispersie a fluxului util în funcție de tensiunea de alimentare a coloanei respective. Se observă că pentru calculele practice se pot considera valori medii pentru acești coeficienți.

Pentru verificarea afirmației de la paragraful a (pt. 2) s-au efectuat măsurători în gol, alimentînd pe rînd transformatoarele pe o singură fază, în regim simetric și în regim homopolar și s-a calculat L_{echhh} (tabela 2).

Tabela 1

Mărime \ trafo	trafo 3 coloane	trafo 5 coloane	trafo \ Mărimea	trafo 3 coloane	trafo 5 coloane
L_{AAhh}, H	3,01	3,169	$r_A\Omega$	16,57	17,9
L_{BBhh}	4,18	4,29	r_B	15,1125	17,15
L_{CChh}	3,14	3,15	r_C	15,25	16,025
$L_{AAh\sigma}$	0,31	0,475	r_a	1,158	1,255
$L_{BBh\sigma}$	0,153	0,241	r_b	1,05	1,205
$L_{CCh\sigma}$	0,335	0,506	r_c	1,065	1,123
$L_{A\sigma}$	0,0321	0,0346	K_{mI-II}	0,508	0,502
$L_{B\sigma}$	0,0338	0,03	K_{mI-III}	0,0666	0,0589
$L_{c\sigma}$	0,0353	0,0373	K_{mII-I}	0,923	0,94
$L_{a\sigma}$	0,00224	0,00242	$K_{mII-III}$	0,9334	0,9411
$L_{b\sigma}$	0,00236	0,00211	K_{mIII-I}	0,0077	0,06
$L_{c\sigma}$	0,002465	0,00261	$K_{mIII-II}$	0,492	0,498
h_{hA}	0,906	0,8695	$\frac{h_{hA}}{h_{\sigma A}}$	9,65	6,67
h_{hB}	0,9647	0,9463	$\frac{h_{hB}}{h_{\sigma B}}$	27,3	17,6
h_{hC}	0,904	0,8615	$\frac{h_{hC}}{h_{\sigma C}}$	9,4	6,22
$h_{\sigma A}$	0,094	0,1305	$k = 3,78$		
$h_{\sigma B}$	0,0353	0,0537	$u_{np}/u_{ns} = \frac{380\ V}{100\ V}$		
$h_{\sigma C}$	0,096	0,1385			

5. Concluzii

În lucrare au fost stabilite ecuațiile de funcționare în valori momentane pentru transformatoarele trifazate, folosind separarea fluxului util de pe fiecare coloană în două componente: o parte a fluxului util ce înlănțuie și celelalte faze și o parte a fluxului util ce nu înlănțuie celelalte faze. Adoptînd această formă de exprimare în scrierea ecuațiilor se obțin următoarele avantaje față de scrierea obișnuită a ecuațiilor;

— comportarea transformatoarelor față de regimurile nesimetrice, respectiv față de componenta directă, inversă și homopolară a curentului, se poate determina cantitativ exact, pe baza parametrilor transformatorului introduși în schema de cuplaj, folosită la regimul normal de funcționare;

— se obține o schemă de cuplaj între faze, care este mai fidelă fenomenului real, deoarece scoate în evidență acele inductivități transversale între care se formează de fapt cuplajele;

— coeficienții care caracterizează forma cîmpului magnetic (h_p, σ_p, $K_{mp'p}$, h_{hp}, $h_{h\sigma}$), așa cum au fost introduși, satisfac unele relații particulare simple (relația 10, 12, 14, 15) și ilustrează corect fenomenul real.

În cazul în care nu se separă cele două componente ale fluxului util, coeficienții de cuplaj între coloane și inductivitățile transversale în schema de cuplaj nu au o semnificație corectă, ascund fenomenul real, deoarece ele se referă la întreg fluxul util, ceea ce nu corespunde realității.

Tabela 2

Regimul \ Mărimi		U_A, V	U_B, V	U_C, V	I_A, A	I_B, A	I_C, A	U_b, V	kU_b, V	$\omega L_{ech\cdot hh}$	$L_{ech\cdot hh}$	$L_{ech\cdot hh}/L_{pphh}$
Alimentare pe faza B	Coloane 5	—	230	—	0	0,125	0	60,5	228,5	1825	5,81	1
	5	—	230	—	0	0,115	0	60	226,5	1970	6,27	1
Alimentare trifazată simetrică în primar	3	230	230	230	0,075	0,075	0,075	60,3	228	3040	9,7	1,67
	5	231	231	231	0,067	0,067	0,067	60	227	3390	10,75	1,85
Alimentare homopolară în primar	3	48	48	48	$3I_0 =$	4A		8,5	32,1	24,1	0,0767	0,0132
	5	74	74	74	$3I_0 =$	2A		18	68	102	0,325	0,0517

Sensurile pozitive pentru tensiunile și curenții la borne, așa cum au fost adoptate în lucrare, permit conectarea imediată a transformatorului între două elemente exterioare, așa cum de fapt se găsește el în sistem. Ca urmare, încadrarea transformatorului în exprimarea matriceală a caracteristicilor de rețea [3] se poate efectua imediat.

ANEXA

A.1. Determinarea relațiilor de funcționare pentru o fază

Se consideră faza primară p și faza secundară s (fig.1), aflate pe aceiași coloană. Pentru primar se poate scrie relația :

$$u_p = r_p\, i_p + \frac{\mathrm{d}\psi_p}{\mathrm{d}t}, \tag{A1}$$

unde înlănțuirea totală a înfășurării primare are forma :

$$\psi_p = \psi_{ph} + \psi_{p\sigma}. \tag{A2}$$

Înlănțuirea corespunzătoare fluxului util se obține din două componente ; una corespunzătoare fluxului ce se închide prin celelalte coloane și una ce nu se închide prin celelalte coloane :

$$\psi_{ph} = \psi_{phh} + \psi_{ph\sigma}, \tag{A3}$$

unde :

$$\psi_{phh} = (L_{pphh}\, i_p - L_{psh}\, i_s) - \sum_{\substack{p'\neq p\\ s'\neq s}} (L_{pp'h}\cdot i_{p'} - L_{ps'h}\cdot i_{s'}) \tag{A4}$$

suma efectuîndu-se pentru toate coloanele diferite de coloana $p - s$;

$$\psi_{ph\sigma} = (L_{pph\sigma}\, i_p - L_{psh\sigma}\cdot i_s). \tag{A5}$$

Înlănțuirea corespunzătoare dispersiei se obține din relația :

$$\psi_{p\sigma} = (L_{pp\sigma}\, i_p - L_{ps\sigma}\, i_s) - \sum_{\substack{p'\neq p\\ s'\neq s}} (L_{pp'\sigma}\cdot i_{p'} - L_{ps'\sigma}\cdot i_{s'}). \tag{A6}$$

Pentru înfășurarea secundară se obțin relațiile :

$$u_s = -\, r_s\cdot i_s + \frac{\mathrm{d}\,\psi_s}{\mathrm{d}t}, \tag{A7}$$

unde :

$$\psi_s = \psi_{sh} + \psi_{s\sigma}. \tag{A8}$$

Înlănțuirea corespunzătoare fluxului util este :

$$\psi_{sh} = \psi_{shh} + \psi_{sh\sigma}. \tag{A9}$$

Componentele sale sînt de forma :

$$\psi_{shh} = (L_{sph}\, i_p - L_{sshh}\, i_s) - \sum_{\substack{p'\neq p\\ s'\neq s}} (L_{sp'h}\cdot i_{p'} - L_{ss'h}\cdot i_{s'}) \tag{A10}$$

și

$$\psi_{sh\sigma} = L_{sph\sigma}\cdot i_p - L_{ssh\sigma}\cdot i_s. \tag{A11}$$

Înlănțuirea corespunzătoare fluxului de dispersie se obține :

$$\psi_{s\sigma} = (L_{sp\sigma}\cdot i_p - L_{ss\sigma}\cdot i_s) - \sum_{\substack{p'\neq p\\ s'\neq s}} (L_{sp'\sigma}\, i_{p'} - L_{ss'\sigma}\, i_{s'}). \tag{A12}$$

Dar practic fluxul de dispersie între înfășurări este mic și deci se poate considera :

$$L_{ps\sigma} = L_{pp'\sigma} = L_{ps'\sigma} = L_{sp\sigma} = L_{sp'\sigma} = L_{ss'\sigma} = 0. \tag{A13}$$

Ca urmare, relațiile (A6) și (A12) devin :

$$\psi_{p\sigma} = L_{pp\sigma}\cdot i_p = L_{p\sigma}\cdot i_p \tag{A6'}$$

$$\psi_{s\sigma} = -L_{ss\sigma}\cdot i_s = -\, L_{s\sigma}\cdot i_s. \tag{A12'}$$

Dacă se notează tensiunile electromotoare induse de fluxul util sub forma :

$$u_{ep} = -\,\frac{\mathrm{d}\psi_{ph}}{\mathrm{d}t} \tag{A14}$$

și

$$u_{es} = -\,\frac{\mathrm{d}\psi_{sh}}{\mathrm{d}t} \tag{A15}$$

relațiile (A1) și (A7) devin :

$$u_p = r_p\, i_p + L_{p\sigma}\cdot\frac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t} - u_{ep} \tag{A1'}$$

și :

$$u_s = -\, r_s\, i_s - L_{s\sigma}\cdot\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} - u_{es}, \tag{A7'}$$

Relațiilor (A1′) și (A7′) le corespund schemele echivalente din figurile A1 și A2.

Aceste scheme echivalente sînt dependente implicit de celelalte înfășurări prin intermediul lui u_{ep} și u_{es}.

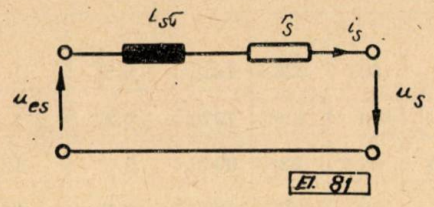


Fig. A1. Schema echivalentă pentru înfășurarea primară p

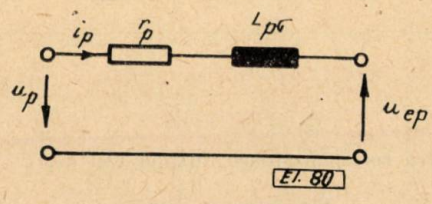


Fig. A2. Schema echivalentă pentru înfășurarea secundară s

Ecuațiile de funcționare se pot simplifica avînd în vedere faptul că între inductivități se pot stabili relații suplimentare. Astfel pentru fluxurile utile ce se închid total prin miezul celorlalte coloane se pot stabili următoarele relații :

$$L_{pphh} = \frac{\psi_{pphh}}{i_p} = \frac{N_1 \cdot \Phi_{pphh}}{i_p} = \frac{N_1 \cdot \Phi_{sphh}}{i_p} =$$

$$= \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{\psi_{sphh}}{i_p} = KL_{sphh} = KL_{pshh} \qquad \text{(A16)}$$

și

$$L_{p'p'hh} = \frac{\psi_{p'p'hh}}{i_{p'}} = \frac{N_1 \cdot \Phi_{p'p'hh}}{i_{p'}} = \frac{N_1}{i_{p'}} \cdot \frac{\Phi_{pp'h}}{K_{mp-p'}} =$$

$$= \frac{N_1}{K_{mp-p'}} \cdot \frac{\psi_{pp'h}}{N_1 \cdot i_{p'}} = \frac{1}{K_{mp-p'}} \cdot L_{pp'h}, \qquad \text{(A17)}$$

unde s-a notat cu $k_{mp-p'}$ factorul de cuplaj magnetic între coloana p și p' :

$$K_{mpp'} = \frac{\Phi_{pp'h}}{\Phi_{p'p'hh}}.$$

Dacă se notează curentul secundar redus la primar cu :

$$i'_s = \frac{i_s}{k} \qquad \text{(A18)}$$

și curentul total, al fazei p (care existînd singur în înfășurare determină același flux al coloanei $p - s$ ca și cei doi curenți p și s) cu i_{0p} :

$$i_{0p} = i_p - i'_s, \qquad \text{(A19)}$$

relația (A4) devine :

$$\psi_{phh} = L_{pphh}\, i_{0p} - \sum_{\substack{p' \neq p \\ s' \neq s}} K_{mpp'} \cdot L_{p'p'hh} \cdot i_{0p'}. \qquad \text{(A4′)}$$

Pe aceeași cale se obține :

$$L_{pph\sigma} = KL_{sph\sigma}\,;\; L_{ssh\sigma} = \frac{1}{K} L_{psh\sigma}\,;\; L_{psh\sigma} = L_{sph\sigma}. \qquad \text{(A21)}$$

În aceste relații s-a notat cu k, raportul de transformare primar/secundar :

$$K = \frac{N_1}{N_2}.$$

Ca urmare, relația (A5) devine :

$$\psi_{ph\sigma} = L_{pph\sigma} \cdot i_{0p}. \qquad \text{(A5′)}$$

Deoarece fluxul util este același pentru primar și pentru secundar mai are loc relația :

$$\frac{\psi_{ph}}{N_1} = \frac{\psi_{sh}}{N_2} \text{ și deci } u_{ep} = Ku_{es}. \qquad \text{(A22)}$$

Prin gruparea relațiilor obținute în acest paragraf, rezultă sistemul complet de ecuație ce descrie funcționarea transformatorului trifazat (relația 8, paragraful 2.2).

A.2. Influența formei constructive a transformatorului asupra parametrilor schemei de cuplaj

Grup transformatoric. În acest caz nu există cuplaj magnetic între coloane :

$$h_h = 0 \text{ și } h_\sigma = 1\,;\; (L_{pphh} = 0).$$

Rezultă că cele 3 scheme din figura 2 sînt necuplate magnetic. Ele vor fi legate între ele doar galvanic, în funcție de conexiunile înfășurărilor. Deoarece fluxul util al coloanei se închide practic total prin miez, $L_{pph\sigma}$ $(= L_{pph})$ are valoare mare.

Transformator simetric. În acest caz fluxul util se închide în cea mai mare parte prin celelalte coloane. Deci :

$$h_p \gg h_\sigma.$$

Deoarece fluxul util al unei coloane, ce nu trece prin celelalte coloane se închide în majoritate prin aer, $L_{pph\sigma}$ este foarte mic.

Fluxul util prin miez se împarte egal pe cele două coloane deci $K_{mp'p} = 0{,}5$, indiferent de coloanele considerate și de punctul de funcționare pe caracteristica de magnetizare.

Transformator cu 3 coloane. Și în acest caz fluxul util se închide în principal prin miez, deci : $h_h \gg h_\sigma$ și $L_{pph\sigma}$ este foarte mic, mai mare totuși decît în cazul precedent. Factorul de cuplaj magnetic diferă de coloanele considerate și de ordinea considerării lor (în general $K_{mp'p} \neq K_{mpp'}$).

Transformator cu mai mult de 3 coloane. În acest caz fluxul util de pierdere a unei colòane se închide în mare parte prin miezul coloanelor suplimentare deci are valoare mare putînd ajunge la ordinul de mărime al fluxului util ce se închide prin celelalte faze. Valoarea lui depinde de numărul coloanelor suplimentare, și de coloana considerată (de poziția coloanei considerate față de coloanele suplimentare). Valorile factorilor de cuplaj magnetic depind de coloanele considerate și ordinea considerării lor. Valoarea lui h_h este cuprinsă între 0 și 1.

Transformator în manta. La acest transformator de obicei h_h și h_σ sînt de aceleași ordin de mărime. Deoarece fluxul util de dispersie se închide în cea mai mare parte prin miez, $L_{pph\sigma}$ este mare respectiv $L_{pph\sigma}/L_{pphh} \cong 1$.

Valorile factorilor de cuplaj magnetic sînt diferite mult între ele și depind de coloana considerată și de ordinea coloanelor. La acest tip constructiv, deoarece fluxurile utile mutuale sînt aditive, are loc relația :

$$\sum_{p' \neq p} k_{mp'p} = -1 \text{ respectiv } k_{mp'p} < 0,$$

A.3. Determinarea parametrilor schemei echivalente

Avînd în vedere ipotezele menţionate la început, parametrii schemei echivalente se pot determina la frecvenţa industrială.

Pentru determinarea inductivităţilor transversale şi a factorilor de cuplaj se alimentează pe rînd fiecare înfăşurare primară (sau secundară) transformatorul fiind în gol şi se măsoară tensiunile induse în celelalte înfăşurări primare sau (secundare). Rezultă relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} &K_{mII-I}\cdot\omega\, L_{AAhh}\cdot I_{0A} = U_{B0\,(A)}\\ &K_{mIII-I}\cdot\omega\, L_{AAhh}\cdot I_{0A} = U_{C0\,(A)}\\ &K_{mII-I} + K_{III-I} = 1 \end{aligned}\right\}\ \text{Înfăşurarea B şi C în gol, alimentare la A.}$$

$$\begin{aligned} &K_{mI-II}\cdot\omega\, L_{BBhh}\cdot I_{0B} = U_{A0\,(B)}\\ &K_{mIII-II}\cdot\omega\, L_{BBhh}\cdot I_{0B} = U_{C0\,(B)}\\ &K_{mI-II} + K_{mIII-II} = 1\\ &K_{mI-III}\cdot\omega\, L_{CChh}\cdot I_{0C} = U_{A0\,(C)}\\ &K_{mII-III}\cdot\omega\, L_{CChh}\cdot I_{0C} = U_{B0\,(C)}\\ &K_{mI-III} + K_{II-III} = 1. \end{aligned} \qquad \text{(A23)}$$

Din aceste relaţii se determină inductivităţile L_{pphh} şi coeficienţii $K_{mpp'}$ (tensiunile şi curenţii se măsoară).

Dacă tot la aceste încercări de m.g. se măsoară tensiunea secundară pe fiecare fază se obţine :

$$\begin{aligned} &\omega\,(L_{AAhh} + L_{AAh\sigma})\cdot I_{0A} = U'_{a0} = kU_{a0}\\ &\omega\,(L_{BBhh} + L_{BBh\sigma})\, I_{0B} = U'_{b0} = KU_{b0}\\ &\omega\,(L_{CChh} + L_{CCh\sigma})\, I_{0C} = U'_{c0} = KU_{c0} \end{aligned} \qquad \text{(A24)}$$

Din aceste relaţii şi ţinînd cont de (A23) se obţin prin calcul $L_{pph\sigma}$.

Tot de la încercarea de m.g. se poate determina valoarea inductivităţii ($L_{AAhh} + L_{AAh\sigma} + L_{A\sigma}$) de unde rezultă $L_{A\sigma}$. Alimentînd trafo din secundar pe fază rezultă $L_{B\sigma}$. Rezistenţele se determină din caracterul impedanţei totale la m.g.

Aceste metode de determinare a parametrilor sînt exacte însă ele prezintă inconvenientul că pot introduce erori pentru mărimile ce au valoare mică (r, L_σ $I_{h\sigma}$). Din acest motiv ele pot fi verificate sau determinate prin încercări în scurtcircuit pe fază a transformatorului.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Studiul funcţionării transformatorului trifazat cu două înfăşurări în regim sinusoidal nesimetric. Studii şi cercetări de Energetică şi Electrotehnică, tom. **15**, nr. 3, 1965, p. 691

[2] *Dordea, T.* Rabota trehfaznogo dvuhobmotocinogo nesimetricinogo transformatora v nesinusoidalnom neuravnoveşenom regime. Revue roumaine des sciences techniques, Serie Électrotechnique et énergetique, tom. **12**, nr. 3, 1967

[3] *Schnörr, R.* Strom-Spannungstheorie von Sechspuls Stromrichter bei beliebiger Verteilung der Reaktanzen. Dissertation, Mannheim, iulie 1962.

Intrat în redacţie la 25. VI. 1969

Aplicaţii ale sistemului de electrozi vîrf-placă şi vîrf-semisferă în tehnica descărcărilor parţiale

FLORIN TĂNĂSESCU* — Bucureşti

CZ 621.319.51.015.533 ; 621.317.333.82

Fenomenele de descărcare parţială în interiorul maselor izolante se află încă în discuţia forurilor internaţionale electrotehnice şi fac şi la noi în ţară obiectul unor asidue cercetări [1]—[3]. Într-o lucrare anterioară [4], s-a analizat mecanismul producerii descărcărilor parţiale într-un sistem de electrozi vîrf-placă la aplicarea unei tensiuni înalte.

Fenomenul, evidenţiat pentru prima oară de Trichel [5], se caracterizează printr-o mare regularitate a desfăşurării sale, amplitudinea impulsurilor menţinîndu-se constantă pentru o valoare bine definită a tensiunii. Creşterea tensiunii nu duce la creşterea amplitudinii impulsurilor ce caracterizează o descărcare parţială, ci îndesirea lor, aşa cum rezultă din figura 1 pentru valori ale tensiunii cuprinse între 2,5 kV şi 2,7 kV. În afara acestui fenomen

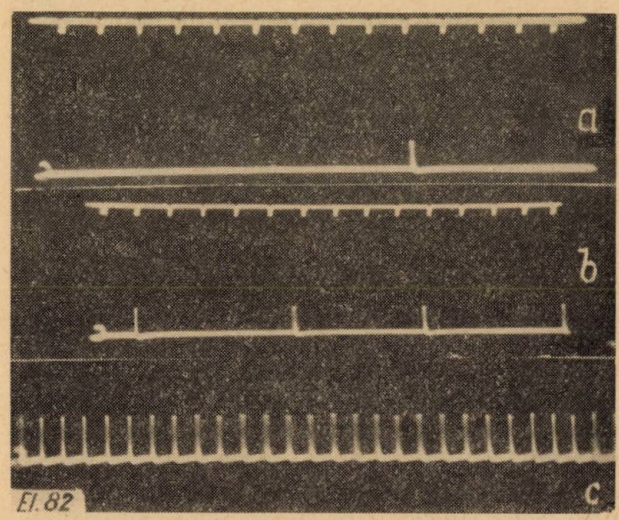


Fig. 1. Impulsuri obţinute într-un sistem de electrozi vîrf-semisferă (tip Trichel). Pentru tensiuni aplicate între 2,5 — 2,7 kV, numărul de impulsuri are valorile din oscilogramele *a*, *b*, *c* (pe o perioadă).

* Dr. ing. *Fl. Tănăsescu* este director adjunct ştiinţific la I.C.P.E.

evidenţiat cu această ocazie, au reeşit şi date privind variaţia numărului de descărcări funcţie de tensiunea aplicată şi diametrul vîrfului, ca şi constanţa numărului de descărcări produs într-o asemenea configuraţie de electrozi pentru valori prevăzute ale tensiunii.

Rezultatele comunicate îşi găsesc aplicaţii practice importante, unele în construcţia celulelor pentru încercarea materialelor electroizolante şi stabilirea efectului descărcărilor parţiale asupra duratei de viaţă a acestora, altele, la construcţia unor etaloane generatoare de descărcări parţiale, utilizate pentru calibrarea circuitelor de măsurare.

Prezenta lucrare îşi propune a analiza mai pe larg aceste două aplicaţii, în cazul concret al unor dispozitive şi aparate de laborator realizate.

1. Celule de încercare

Rolul celulelor de încercare este acela de a permite studiul comportării unor materiale izolante supuse unor procese de degradare datorită acţiunii descărcărilor parţiale. Există o mare varietate de celule care încearcă a modela cît mai corect condiţiile reale de exploatare a schemei de izolaţie ca şi obţinerea unor rezultate perfect controlabile şi reproductibile. În ceea ce priveşte sistemul de electrozi, se constată în general că se preferă fie acela ce poate da un cîmp suficient de omogen, electrozi de tip Rogowski, fie acela utilizînd vîrful-placă, sistem cunoscut prin puternicul său cîmp divergent pe care îl prezintă. Cît despre modul de dispunere a electrozilor şi probei, celulele pot fi deschise sau închise, ultima soluţie prezentînd avantajul de a elimina influenţa factorilor externi şi posibilitatea captării unor cantităţi suficiente de gaz rezultat din degradarea probei şi necesar pentru analizele cromatografice.

Lucrări întreprinse de colective de cercetare din Franţa [6], [7], au arătat că pentru materiale ce conţin hidrogen, se poate stabili o bună concordanţă între energia pusă în joc de descărcările parţiale şi viteza de degajare a hidrogenului produs prin acţiunea acestora.

Celula recomandată de noi [8] în urma unor analize [9] şi experienţe mai îndelungate, face parte din categoria celor închise, dispunînd de un sistem de electrozi multiplu vîrf-placă (care crează posibilităţi de a efectua încercări accelerate) şi perfect etanşă pentru a obţine cantităţile de gaze necesare analizelor cromatografice.

Problema mai dificilă care se pune la acest tip de construcţie, este aceea ca în paralel cu avantajele importante pe care le oferă din punct de vedere al numărului de descărcări mai mare decît la un sistem placă-placă, să fie eliminat dezavantajul reprezentat de divergenţa şi neomogenitatea cîmpului, care nu permite o comparare a rezultatelor obţinute în diversele situaţii. Soluţia dată de Lacoste şi Wind [10] privind omogenizarea cîmpului unui sistem de electrozi vîrf-placă, prin dispunerea adecvată a unor electrozi auxiliari la nivelul electrodului vîrf, schimbă alura cîmpului obţinîndu-se o repartiţie foarte apropiată de cea dată de sistemele de electrozi cu cîmp omogen. Cercetările autorului [8], utilizînd o cuvă electrolitică, au permis obţinerea unor soluţii privind o celulă de încercare la care, excluzînd electrozii auxiliari, se obţine totuşi un cîmp omogen, dar şi număr mare de descărcări, deci avantajele pe care le prezintă fiecare sistem de electrozi în ceea ce priveşte acţiunea sa asupra materialului izolant.

Cîteva deziderate importante au stat în faţa autorului la calculul celulei. Dintre acestea menţionăm : cîmp omogen între electrozii între care se dispune proba de încercat ; număr de vîrfuri cît mai ridicat (raportat la o suprafaţă rezonabilă de „atac" a probei) ; suprafaţa expusă descărcărilor, optimă din punct de vedere al culegerii cantităţii de gaz necesară analizelor cromatografice ; posibilitate de deplasare a electrodului mobil în limite suficient de largi pentru a putea fi utilizată la scheme de izolaţii de diferite grosimi şi, în fine, un lucru deosebit de important, etanşeitatea celulei.

Celula a fost concepută cu un electrod inferior tip, „placă", pe care se pot dispune izolaţiile de încercat, de grosime variabilă. Electrodul superior este constituit dintr-o placă metalică cu 9 vîrfuri dispuse ca în figura 2 (numărul lor poate fi schimbat la voie, dar trebuie ţinut seamă de concluziile modelării în cuvă privind distanţa optimă dintre vîrfuri [8], [11]) ; electrodul superior se poate deplasa vertical cu ajutorul unui sistem de avans.

Pereţii celulei pot fi din răşină epoxidică transparentă sau plexiglas, ceea ce permite o urmărire în timp a procesului. Distanţa dintre vîrfuri a fost stabilită în strînsă concordanţă cu rezultatele experimentale obţinute la modelare, în scopul uniformizării cîmpului cu ajutorul a 2—3 vîrfuri dispuse pe un rînd, care să ridice liniile echipotenţiale. Trebuie să precizăm că cel puţin sub vîrfuri (pentru că sub ele se plasează electrozii), cîmpul este omogen ; făcînd să varieze de la 10 la 30 mm distanţa dintre vîrfuri, nu s-au remarcat modificări esenţiale în repartiţia cîmpului.

În ceea ce priveşte primele experimentări efectuate cu celula realizată, utilizînd epruvete sub formă de disc sau straifuri din material PVC sau alţi izolanţi organici, se poate menţiona etanşeitatea construcţiei şi posibilitatea „culegerii", suficient de comodă, a cantităţii de gaz necesară analizei cromatografice şi

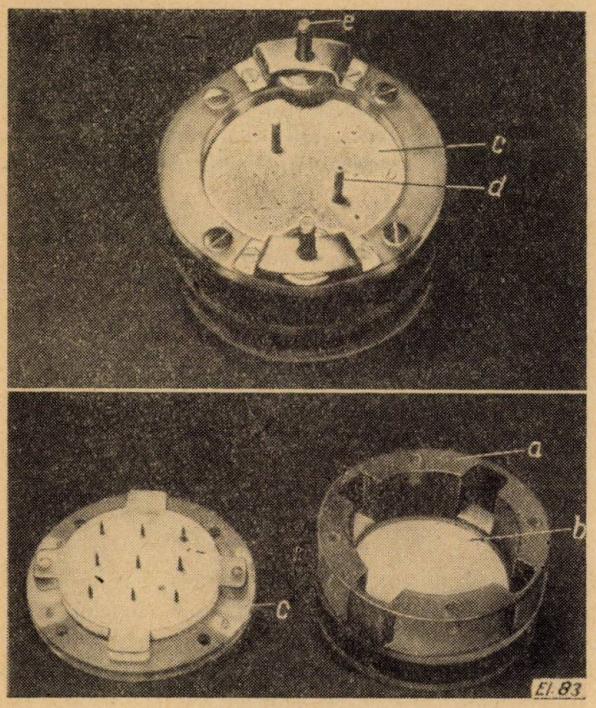


Fig. 2. Celulă de încercare cu cîmp divergent:
a — corpul celulei; *b* — electrodul inferior tip placă; *c* — electrodul superior multivîrf; *d* — tub pentru culegerea gazelor degajate; *e* — sistem de avans al electrodului superior.

dar şi mai bine, chiar cu dispozitive care ele însile să furnizeze o descărcare corona, deci un impuls „curat" care să servească pentru etalonare. Avantajele ultimei soluţii rezultă evident, generatoarele electronice neputînd realiza decît în cazuri speciale fronturi similare descărcărilor originale (de ordinul nanosecundei), iar costul lor este evident mai redus decît al aparatelor electronice.

Construirea unor etaloane simple şi sigure în funcţionare, reproductibile din punct de vedere al aspectului şi caracteristicilor impulsurilor furnizate, constituie o preocupare a laboratoarelor, literatura de specialitate menţionînd numeroase construcţii bazate pe producerea unui regim cît mai constant de descărcări utilizînd forme bine definite de electrozi: inele [12], fire [13], vîrfuri şi semisfere [14—16], aşa cum rezultă din figura 3.

Dintre configuraţiile de electrozi amintite, sistemul vîrf-semisferă capătă un mai mare accept din partea specialiştilor, datorită regularităţii cu care se produc descărcările şi amplitudinii lor constante în timp, capacităţii dispozitivului de ordinul pF, aşa cum rezultă şi din documentele recente elaborate de CIGRÉ [17]

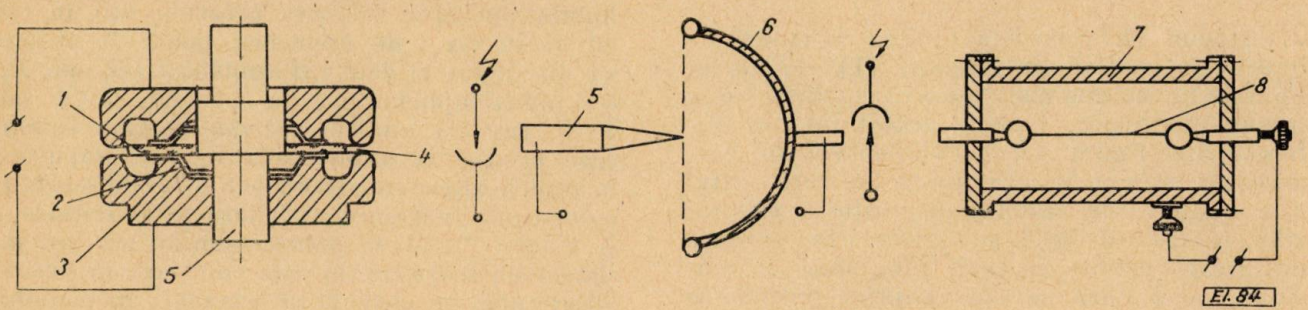


Fig. 3. Module de descărcări utilizate ca generatoare de descărcări: inel — inel [9]; fir — cilindru [10]; vîrf — semisferă [11]:
1 — placă de sticlă dispusă între inelele *2*, între care se produce descărcare corona; *3* — electrozi de contact; *4* — distanţa de străpungere; *5* — electrod vîrf; *6* — electrod semisferă; *7* — electrod cilindric; *8* — electrod fir.

apărută ca efect al descărcărilor parţiale. Tehnica analizei constituenţilor gazului şi interpretarea rezultatelor nu face obiectul prezentei lucrări, ci a unei comunicări ulterioare.

2. Etaloane de descărcări utilizînd electrozi vîrf-semisferă

În scopul cunoaşterii exacte a influenţei pe care o are asupra mărimii transmise fiecare element al unei scheme de detecţie intercalată între „fenomen" şi locul de „măsurare" şi stabilirea celor mai potrivite corecţii, în tehnica măsurării descărcărilor parţiale se procedează frecvent la calibrarea circuitelor. Acest lucru poate fi făcut cu generatoare electronice capabile a furniza impulsuri cu parametri similari cu cei produşi de o descărcare parţială

3. Condiţii impuse modulelor de descărcări

Dintre condiţiile ce se impun unui „modul" de descărcări (prin „modul" înţelegîndu-se orice dispozitiv neelectronic care montat în paralel cu obiectul de încercat şi alimentat cu tensiune produce descărcări efective), se amintesc cîteva:

— forma impulsului să fie identică cu aceea a unei descărcări parţiale produse în oricare alt sistem electronic;

— amplitudinea impulsurilor produse de modul trebuie să fie constantă. Uzarea vîrfului, poluarea sistemului poate conduce la abateri între înălţimea impulsurilor (o diferenţă de 10% între amplitudinile impulsului poate fi socotită acceptabilă);

— să se asigure un număr apreciabil de descărcări în timpul unei perioade a tensiunii de 50 Hz, într-o plajă a tensiunii aplicată suficient de largă. Experimentările efectuate [11] arată că numărul de descărcări poate fi variat fie prin schimbarea tensiunii aplicate (numărul de impulsuri crește cu tensiunea aplicată), fie prin schimbarea distanței (creșterea distanței dintre electrozi, reduce numărul de impulsuri). Numărul de impulsuri dorit poate fi stabilit acționînd asupra celor doi parametri amintiți anterior, distanța și tensiunea aplicată, (sau doar a unuia din ei, celălalt fiind menținut fix). În orice caz, numărul de impulsuri trebuie să fie corelat și cu rezoluția oscilografului utilizat pentru a avea impulsurile „separate" și să poată fi numărate;

— să fie posibil un reglaj al amplitudinii impulsurilor (problema este corelată cu cea dată la punctul anterior);

— să permită sincronizarea pe o bază de timp eliptică sau liniară a impulsurilor de etalonare cu tensiunea de încercare, ceea ce permite „localizarea" impulsurilor produse de descărcări.

4. Modulul dublu realizat. Construcție și caracteristici

Sistemul vîrf-semisferă propus ca modul de descărcări parțiale de Kreuger [14—17] îndeplinește în cea mai mare măsură condițiile ce se impun modulelor. Trebuie arătat însă că sistemul din figura 2c, la alimentare în c.a., descarcă numai în alternanța în care vîrful este negativ; în cealaltă dispoziție a electrozilor (partea dreaptă a figurii) s-ar produce descărcări pentru cealaltă alternanță a tensiunii, pe o bază de timp eliptică putîndu-se localiza, impulsurile apărute într-o alternanță pozitivă sau negativă. Evident că în situația unui simplu modul vîrf-semisferă, se produc impulsuri numai într-o alternanță a tensiunii aplicate, în semiperioada ei pozitivă sau negativă.

Gruparea a două sisteme mixte vîrf-semisferă, legate într-un sistem de conexiuni determinat, a condus la realizarea unui nou modul de descărcări cu posibilități suplimentare de utilizare. Modulul propus, obiect al unui brevet [18] se compune din două sisteme de electrozi vîrf-semisferă, legate în mod bine determinat și care la aplicarea tensiunii înalte produc impulsuri negative sau negative și pozitive, în ambele alternanțe ale acesteia, funcție de valorile tensiunii [19].

Electrozii vîrf sînt realizați din ace metalice al căror diametru este de 0,12 mm, iar cei semisferă cu diametrul de 50 mm; electrodul central are o configurație specială, fiind realizat sub forma unui electrod complex, vîrf-semisferă. Sistemele de electrozi E_1 și E_2 sînt dispuse pe orizontală (fig. 4) și închise într-un cilindru de plexiglas pentru a evita influența mediului înconjurător.

Un sistem micrometric asigură reglarea distanțelor vîrf-semisferă într-o gamă largă, permițînd prin aceasta alegerea unui regim optim al descărcărilor.

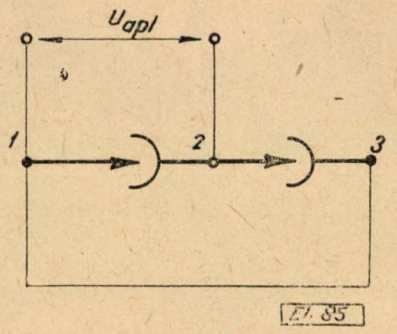


Fig. 4. Modul dublu de descărcări parțiale. Schemă de conexiuni. Alimentare prin bornele *1 — 2* și *2—3*, modulul funcționează cu un singur sistem E_1 sau E_2; bornele *1 — 3* scurtcircuitate; alimentare prin bornele *2 — 3*, modulul funcționează cu ambele sisteme de electrozi (ca în figură).

Sistemul de borne *1*, *2*, *3*, scos în afara etalonului, permite folosirea acestuia atît în c.c. cît și în c.a.; de asemenea poate fi utilizat ca un singur etalon vîrf-semisferă (E_1 sau E_2) tensiunea aplicîndu-se la bornele *1—2* sau *2—3*, sau cu ambele sisteme (etalon dublu) care produc la alimentarea în c.a. impulsuri în ambele alternanțe (bornele *2—3* fiind scurtcircuitate iar tensiunea aplicîndu-se la bornele *1* și *2* (3)). Totul se petrece similar ca într-un sistem de redresare la care conduce, în fiecare alternanță, un element al schemei; în modulul realizat, tensiuni de ordinul a 2, 3—4 kV și o distanță între electrozi de ordinul a 25 mm, dau cea mai mare regularitate a desfășurării fenomenului. În cazul creșterii tensiunii peste această valoare în afara îndesirii numărului de impulsuri pot apărea (în perioada în care descarcă un sistem de electrozi E_1 spre exemplu) impulsuri de o anumită polaritate și impulsurile de polaritatea inversă a celuilalt sistem de electrozi E_2. În acest fel, peste impulsurile

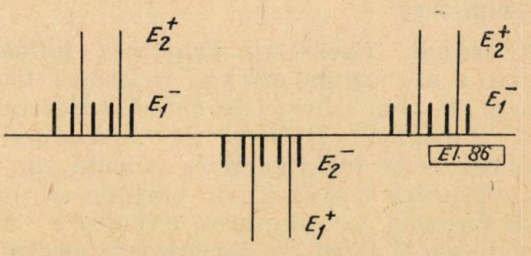


Fig. 5. Distribuția impulsurilor negative și pozitive produse de sistemele de electrozi, în cele două alternanțe.

negative ale primului sistem E_1 se suprapun (la altă frecvenţă şi amplitudine) impulsurile pozitive ale celui de al doilea sistem E_2; analog se petrece şi în cazul celeilalte semialternanţe.

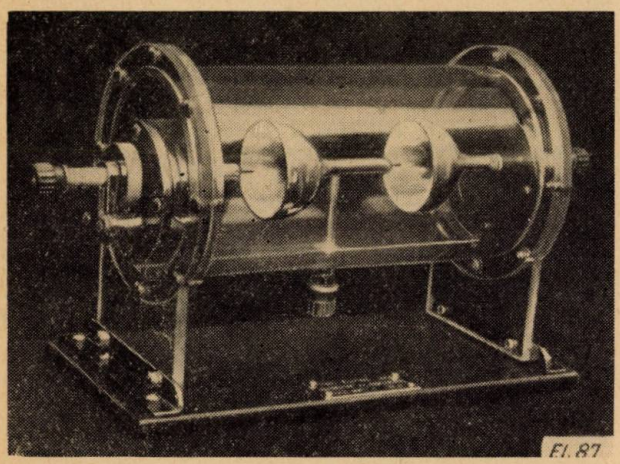


Fig. 6. Modulul dublu de descărcări parţiale. Aspect general.

În figura 5 este prezentată schematic o distribuţie a impulsurilor, iar în figura 6, aspectul general al etalonului.

5. Variaţia numărului de descărcări funcţie de tensiunea aplicată

La aplicarea tensiunii înalte la bornele sistemelor de electrozi E_1 şi E_2, se constată că numărul de descărcări, stabilit după depăşirea pragului de ionizare, are tendinţa de a creşte liniar o dată cu creşterea tensiunii aplicate. Necoincidenţa celor două curbe se datoreşte

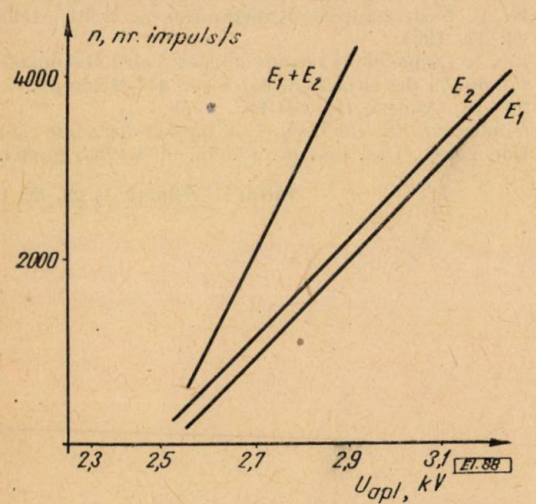


Fig. 7. Variaţia numărului de descărcări produs de modul, funcţie de tensiunea aplicată.

probabil, distanţei de eclatare puţin diferite a celor două sisteme, care face ca numărul de descărcări corespunzînd la două distanţe diferite, să fie şi el diferit.

Figura 7 indică evoluţia numărului de descărcări funcţie de tensiunea aplicată sistemelor de electrozi, funcţionînd ca module simple, E_1 şi E_2, sau dublu $E_1 + E_2$. Numărul de impulsuri necesar pentru etalonare este funcţie şi de rezoluţia sistemului de detecţie şi amplificare; pentru un circuit de măsurare cu constante de timp de ordinul a 15 ns şi un osciloscop cu o bandă largă (30 MHz) numărul de impulsuri poate fi crescut pînă la 40 pe semiperioadă (număr pînă la care impulsurile se mai pot separa pe oscilograf; se preferă însă valori mai mici, spre exemplu 1 sau cîteva impulsuri), valoare obţinută pentru o tensiune aplicată unui sistem E_1 sau $E_2 = \approx 3{,}25$ kV sau 2,9 kV la funcţionarea ca etalon dublu. Depăşirea acestor tensiuni, conduce la o îndesire a impulsurilor şi o mai dificilă separare a lor.

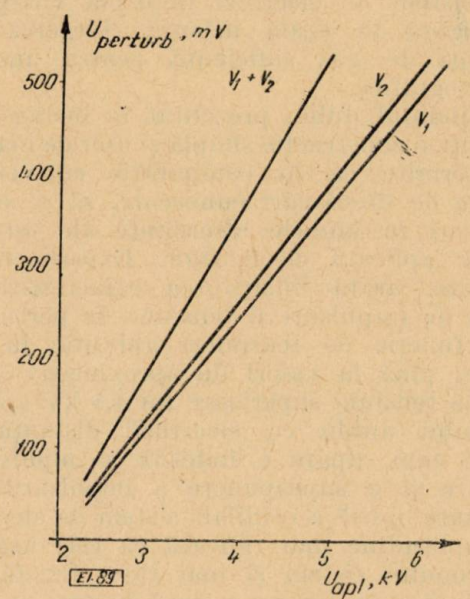


Fig. 8. Variaţia nivelului de perturbaţie produs de modul, funcţie de tensiunea aplicată.

6. Variaţia nivelului de perturbaţii funcţie de tensiunea aplicată

Nivelul de perturbaţii produs de descărcările parţiale ale modulelor independente E_1 şi E_2 sau ale modulului dublu $E_1 + E_2$ a fost determinat cu un aparat pentru măsura perturbaţiilor radio tip MP—4 (Telec), într-o gamă de frecvenţe de 0,15—30 MHz.

Notînd cu U_1 şi U_2 nivelul tensiunii de perturbaţie pentru cele două sisteme funcţionînd independent şi cu $U_1 + U_2$ la conectarea ca modul dublu, se constată nivele de perturbaţii apropiate pentru U_1 şi U_2, analog ca şi în primul caz.

În figura 8 se prezintă aceste curbe, evidenţiindu-se variaţia lor liniară funcţie de tensiune. La alimentarea sistemului de electrozi

ca modul dublu, se obţine un nivel perturbator superior, care, în limita unei erori de maximum 8%, coincide cu media pătratică a rezultatelor obţinute atunci cînd acţionează independent cele două sisteme E_1 şi E_2.

7. Concluzii

— Sistemele de electrozi vîrf-placă sau vîrf-semisferă îşi găsesc interesante aplicaţii în tehnica descărcărilor parţiale şi anume pentru celulele de încercări destinate verificării duratei de viaţă a unui sistem de izolaţie, sau pentru etaloanele de descărcări parţiale necesare în calibrarea unor circuite de măsurare.

— În comparaţie cu modelele cunoscute de celule, celula propusă permite de a realiza omogenitatea cîmpului ca şi accelerarea procesului de degradare al izolaţiei prin utilizarea unui sistem de electrozi multiplu vîrf-placă; ea asigură în egală măsură culegerea unei cantităţi de gaz suficientă pentru analizele cromatografice.

— Modulul dublu prezentat în lucrare, realizat într-o construcţie simplă şi uşor de manipulat, permite ca în comparaţie cu celelalte module de descărcări cunoscute, să se obţină impulsuri în ambele alternanţe ale tensiunii de c.a. aplicată electrozilor. Experimentările efectuate, arată liniaritatea caracteristicilor: număr de impulsuri şi tensiune de perturbaţii radio funcţie de tensiunea aplicată, în mod riguros, pînă la valori de aproximativ 4 kV.

— La tensiuni superioare lui 4,5 kV aplicate modulului dublu cu electrozii distanţaţi la $d = 25$ mm, apare o îndesire a impulsurilor negative şi o suprapunere a impulsurilor de polaritate opusă a celuilalt sistem de electrozi, de amplitudine mai ridicată ca cele negative ale primului sistem şi mai rare. Există deci posibilitatea ca pentru o zonă în care se menţine încă regularitatea fenomenului, modulul produce impulsuri negative şi pozitive la două valori ale amplitudinii, pentru ambele alternanţe de c.a.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Relaţii de similitudine ale descărcărilor parţiale în alveolele din izolanţi solizi. În : Electrotehnica, **15**, nr. 4, 1967, p. 117 — 122.

[2] *Avramescu, A.* Legi de similitudine ale descărcărilor între pereţi izolanţi în aer. În : Electrotehnica, **16**, nr. 5, 1968, p. 161 — 166.

[3] *Tănăsescu, Fl.* Studiul descărcărilor parţiale în alveolele unui dielectric. În : Electrotehnica **16**, nr. 4, 1968, p. 136—141.

[4] *Tănăsescu, Fl., Raulescu, I.* Descărcări corona la sistemele de electrozi vîrf-placă, alimentate în curent continuu. În : Electrotehnica, **15**, nr. 9, 1967, p. 1278—286.

[5] *Trichel, G. W.* The mechanism of the negative point to plane corona near onset. În : Physical Review, nr. **15**, 1938, p. 1078—1084.

[6] *Lacoste, R. Wind, G.* Étude des phénomènes de décharges partielles. În : R. G. E., nr. 1, 1967, t. **76**, p. 7 — 11.

[7] *BUI—AI.* Contribution à l'étude de la dégradation des isolants en feuilles sous l'action des décharges partielles. Thèse, Université de Touluse, Avril 1966.

[8] *Tănăsescu, Fl.* Cellule à champ divergent pour l'étude du comportement des isolations électriques sous l'action des décharges partielles. În : R.G.E., tome **78**, nr. 2, 1969 p. 123—124.

[9] *Tănăsescu, Fl.* Effets des décharges partielles dans les systèmes d'isolation électrique. Cellules d'essai. Lucrările ICPE, nr. 20, 1968, p. 87—93.

[10] *Lacoste, R., Wind G.* Études des phénomènes de décharges partielles. În : Rev. Gén. Elect., t. **77**, Janvier 1968 p. 43—51.

[11] *Tănăsescu, Fl.* Contribuţii la studiul unor fenomene caracteristice în tehnica descărcărilor parţiale. Teză de doctorat, 1968.

[12] *Rabus, W.* Kugelfunkenstrecken-Rauschgenerator. În : ETZ—A, t. **83** 7 mai 1962, S. 328 — 331.

[13] *Palmieri, N., Strada, F.* Determinazione della sensibilita di una misura di livelo corona. În : L'Energia Elettrica, **40**, nr. 3, 1963, S. 220—225.

[14] *Kreuger, F. H.* Discharge detection in high voltage equipment. London, Temple Press, 1965.

[15] *Hogg, W, K., Walley, C. A.* An assesment of the point-hemisphere discharge gap as a partial discharge reference. În : Journal Sci. Instr., **43**, 1966, p. 11—15.

[16] *Kreuger, F. H.* Detection and location of discharges in particular in plastic-insulated high-voltages cables. N. V. Nederlandsche Kabelfabrieken, Delft, Holland, ed. II, 1961.

[17] x x x Dispositions recommandées pour l'étalonnages et le contrôle des circuits de detection des décharges. Rapp. 20—01. Annexe III, CIGRÉ, 1968.

[18] *Tănăsescu, Fl., Răulescu, I.* A partial discharge calibration gauge. Dos. inv. nr. 17.646, 3.04.1969, Anglia.

Intrat în redacţie la 25. XI. 1969

Varmetre Hall pentru măsurarea puterilor reactive din circuitele monofazate cu tensiuni sau curenţi mici

AVRAM HELER şi DUMITRU DABA* — Timişoara

CZ 621.317.373.021 : 538.632

Una din aplicaţiile tehnice importante ale multiplicatorului Hall, bazată pe faptul că tensiunea Hall este o măsură a produsului dintre două mărimi, o constituie folosirea acestuia în scheme de măsurare a puterii reactive.

1. Multiplicatorul Hall

Este realizat pe baza efectului Hall ce se manifestă mai pronunţat la materialele semiconductoare. Expresia tensiunii electromotoare Hall este dată [1] de relaţia :

$$u_{H0} = G \frac{R_H}{d} i_c B, \qquad (1)$$

unde :

- G este un factor subunitar, ce depinde de raportul dintre lungimea şi lăţimea plăcuţei semiconductoare, precum şi de forma şi dimensiunile geometrice ale electrozilor de curent şi Hall;
- R_H — constanta Hall a materialului semiconductor folosit, m^3/As;
- d — grosimea plăcuţei semiconductoare, m;
- i_c — curentul de comandă, A;
- B — inducţia magnetică, normală la suprafaţa plăcuţei semiconductoare T.

Din (1) rezultă posibilitatea realizării unui multiplicator bazat pe efectul Hall, căci tensiunea electromotoare u_{H0} este proporţională cu produsul a două mărimi, i_c şi B. Factorul de proporţionalitate :

$$K_0 = G \frac{R_H}{d} \qquad (2)$$

se numeşte sensibilitatea în gol a multiplicatorului Hall.

Sistemul magnetic al multiplicatorului Hall este format dintr-un circuit magnetic, prevăzut cu un întrefier în care se află plăcuţa semiconductoare. Plăcuţa este prevăzută cu electrozii de comandă *1* şi *2*, ce servesc la aducerea curentului de comandă i_c şi electrozii Hall *3* şi *4*, necesari la colectarea tensiunii electromotoare Hall. Pentru a creia în întrefierul circuitului magnetic un cîmp magnetic de inducţie B, se foloseşte o bobină cu N_B spire ce are rezistenţa R_B şi inductivitatea L_B. Cele N_B spire

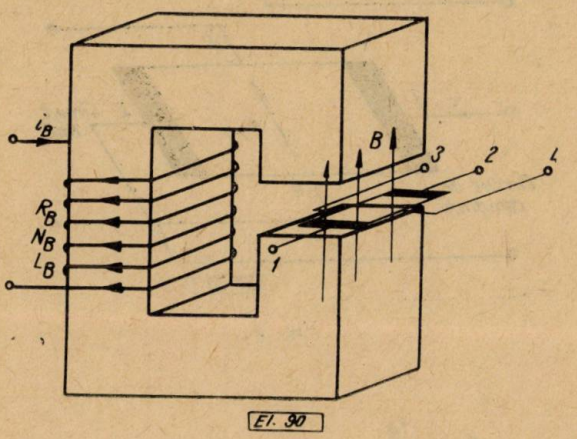


Fig. 1

sînt parcurse de curentul i_B, denumit curent de excitaţie al multiplicatorului Hall (fig. 1).

Circuitul magnetic trebuie să aibă o caracteristică magnetică liniară, adică să se poată scrie :

$$B = K_N N_B i_B. \qquad (3)$$

Factorul K_N depinde de dimensiunile geometrice ale circuitului magnetic şi de permeabilitatea sa magnetică. Pentru ca acest factor să fie o constantă (deci între B şi i_B să existe o proporţionalitate directă) este necesar ca reluctanţa magnetică a porţiunii din fier a circuitului magnetic să fie neglijabilă faţă de cea a întrefierului.

Schema electrică a multiplicatorului Hall este reprezentată în figura 2.

Dacă la electrozii Hall se conectează un instrument de măsură cu rezistenţa interioară R_v (fig. 3), atunci multiplicatorul Hall va debita un curent i_H, instrumentul măsurînd tensiunea :

$$u_H = u_{H0} - i_H r_{iH}, \qquad (4)$$

unde :

$i_H = \dfrac{u_{H0}}{r_{iH} + R_v}$ este curentul Hall;

* Dr. ing. *A. Heler* este conferenţiar, iar ing. *D. Daba* este şef de lucrări la Facultatea Electrotehnică din I. P. Timişoara

r_{iH} — rezistența interioară a plăcuței semiconductoare, măsurată între electrozii Hall cînd i_H și i_c sînt nuli.

Cu ajutorul relațiilor (1), (2) și (4), tensiunea Hall se poate scrie :

$$u_H = K\, i_c\, B\,, \tag{5}$$

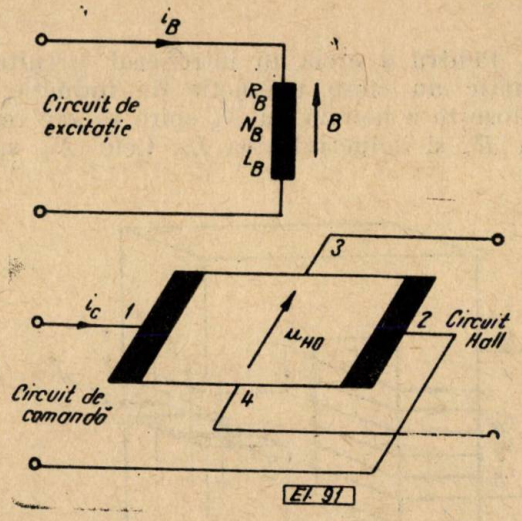


Fig. 2

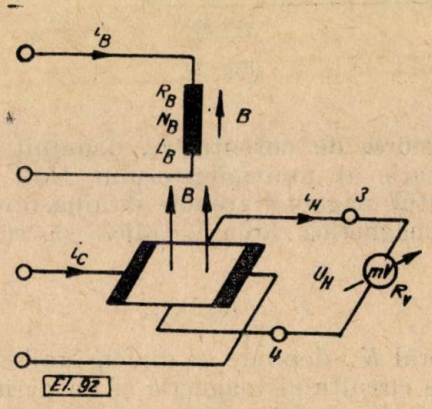


Fig. 3

unde :

$$K = K_0 \left\{ 1 - \frac{1}{1 + \dfrac{R_v}{r_{iH}}} \right\} \tag{6}$$

se numește sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall.

Se vede că în cazul folosirii unui instrument cu $R_v \gg r_{iH}$ rezultă $K \cong K_0$, deci instrumentul măsoară practic tensiunea electromotoare Hall, u_{H0}, proporțională cu produsul celor două mărimi i_c și B.

La multiplicatorul Hall realizat de autori, s-a folosit o plăcuță din material semiconductor In Sb, de proveniență indigenă. Dimensiunile plăcuței sînt $6 \times 1{,}9$ mm^2 iar grosimea $d = 0{,}46$ mm. Rezistența $r_{iH} = 0{,}61\ \Omega$ iar rezistența longitudinală a plăcuței (măsurată între electrozii *1* și *2* cînd $i_H = 0$), este $r_{ic} = 0{,}805\ \Omega$.

Dependențele acestor rezistențe de inducția magnetică și de temperatură au fost determinate experimental de autori, rezultatele fiind prezentate în figura 4. În ordonate sînt valorile rezistențelor raportate la cele corespunzătoare lui $B = 0$ (Fig. 4 *a*), respectiv lui $t = 20°$ (fig. 4 *b*). Dependențele $u_H = K\, i_c\, B$, pentru cazul i_c = constant, respectiv B = constant, au fost determinate în curent continuu, folosind un electromagnet Weiss pentru obținerea cîmpului magnetic de inducție B. Rezultatele experimentale obținute sînt prezentate în figura 5. Se vede că pentru $B \leqslant 1$T, respectiv $i_c \leqslant 0{,}1$ *A* aceste dependențe sînt liniare, ceea ce înseamnă că sensibilitatea în sarcină K a multiplicatorului Hall realizat, rămîne constantă.

Caracteristica magnetică a multiplicatorului Hall a fost ridicată experimental în curent continuu, folosind un gaussmetru Hall. Această caracteristică este reprezentată în figura 6. Se vede că ea este liniară pînă la $B = 0{,}45$ T, ceea ce corespunde aproximativ la $I_B N_B = 500$ amperspire. Cu aceste valori, rezultă $K_N = 9.10^{-4}$ T/A sp.

2. Posibilitatea folosirii multiplicatorului Hall la măsurarea puterii reactive

Literatura de specialitate consultată de autori, menționează posibilitatea măsurării puterii reactive folosind efectul Hall din materialele semiconductoare. În [2], [3] este prezentată o aceeași schemă electrică de varmetru Hall, fără însă a fi analizată sau verificată experimental. Într-o lucrare anterioară [4], autorii au evidențiat posibilitatea folosirii multiplicatorului Hall la măsurarea puterilor reactive și au propus scheme originale de varmetre Hall în regim sinusoidal, prezentînd totodată și rezultatele experimentale obținute cu aceste varmetre Hall.

Posibilitatea folosirii multiplicatorului Hall la măsurarea puterilor reactive rezultă din faptul că tensiunea Hall (rel. 5), măsurată de milivoltmetrul magnetoelectric mV (fig. 3), este proporțională cu produsul a două mărimi. Înlocuind pe (3) în (5) se obține :

$$u_H = K_H\, i_c\, i_B\,, \tag{7}$$

în care :

$K_H = K K_N N_B$ este o constantă la multiplicator Hall dat.

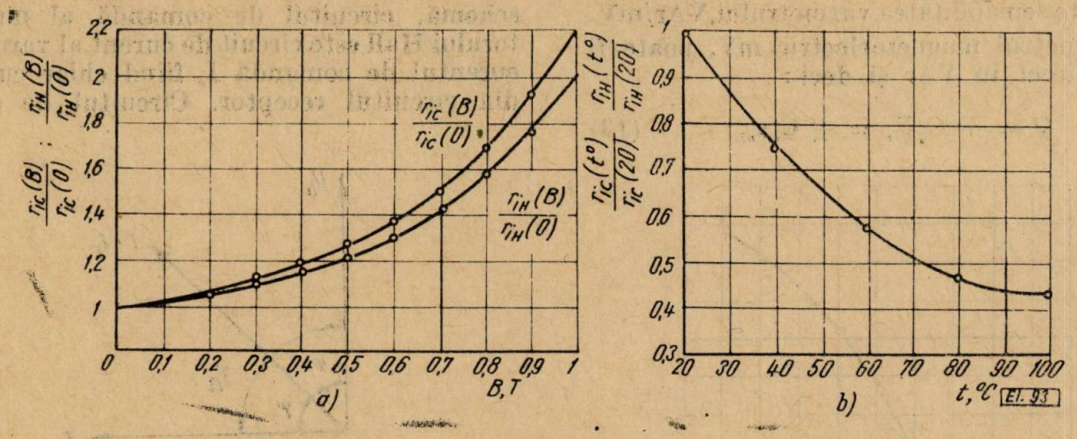


Fig. 4

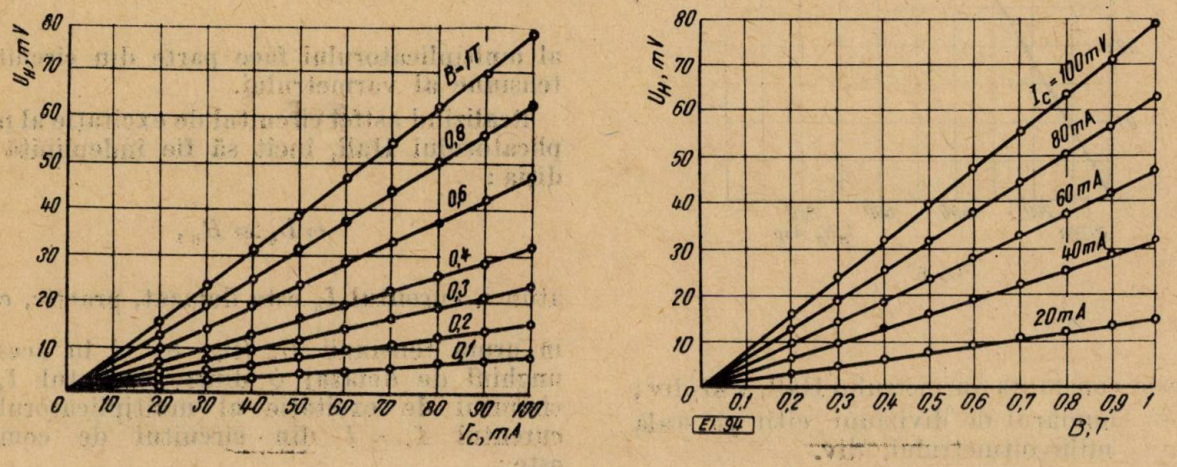


Fig. 5

Dacă cei doi curenţi (i_c şi i_B) sînt mărimi sinusoidale, atunci valoarea medie în raport cu o perioadă a tensiunii Hall este :

$$U_{H\,med} = \frac{1}{T}\int_0^T K_H i_c i_B \, dt = K_H I_c I_B \cos \psi, \quad (8)$$

unde :

I_c, I_B, sînt valorile efective ale intensităţii curentului de comandă respectiv a celui din circuitul de excitaţie ;

ψ — unghiul de defazaj dintre I_c şi I_B.

Valoarea medie în raport cu o perioadă a tensiunii Hall, poate fi măsurată de instrumentul magnetoelectric mV din circuitul Hall (fig. 3), a cărui rezistenţă interioară R_v este foarte mare faţă de rezistenţa interioară r_{iH} a plăcuţei semiconductoare.

Relaţia (8) indică posibilitatea măsurării puterii reactive dintr-un circuit receptor, prin măsurarea tensiunii Hall. Într-adevăr dacă se asigură ca unul din curenţi (I_c sau I_B) să fie proporţional cu curentul I absorbit de circuitul receptor, celălalt curent (I_B respectiv I_c) să fie direct proporţional cu tensiunea de borne U_b a aceluiaşi receptor, iar unghiul ψ să fie :

$$\psi = \frac{\pi}{2} \pm \varphi, \quad (9)$$

atunci tensiunea Hall, ca valoare medie va fi proporţională cu puterea reactivă : $Q = U_b I \sin\varphi$ din circuitul receptor. Prin φ s-a notat unghiul de defazaj dintre U_b şi I.

Dacă, spre exemplu :

$$I_c = K_{ic} I \; ; \; I_B = K_{UB} U_b \; ; \; \psi = \frac{\pi}{2} \pm \varphi, \quad (10)$$

atunci, tensiunea măsurată este :

$$U_v = U_{H\,med} = K_H K_{ic} K_{uB} U_b I \cos\left(\frac{\pi}{2} \pm \varphi\right) =$$

$$= \mp K_Q U_b I \sin\varphi, \quad (11)$$

deci :

$$Q = U_b I \sin\varphi = \mp \frac{1}{K_Q} U_v = \mp C_Q U_v, \quad (12)$$

unde C_Q este sensibilitatea varmetrului, VAr/mV.

Milivoltmetrul magnetoelectric mV, poate fi etalonat direct în VAr şi deci :

$$Q = \mp C_Q U_v = \pm C_v \alpha_v, \qquad (13)$$

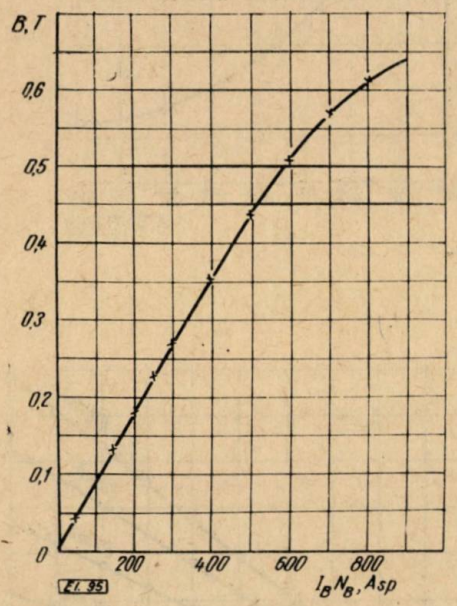


Fig. 6

unde :

C_v este constanta varmetrului Hall, VAr/div ;

α_v — numărul de diviziuni citit pe scala miliivoltmetrului, div.

De remarcat faptul că din semnul tensiunii Hall, se poate deduce caracterul inductiv sau capacitiv al circuitului receptor.

3. Scheme propuse pentru măsurarea puterilor reactive

3.1. *Prima schemă* propusă de autori este reprezentată în figura 7. Se vede că la această

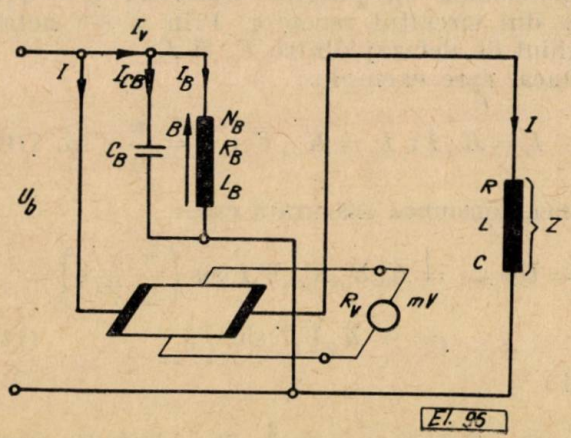


Fig. 7

schemă, circuitul de comandă al multiplicatorului Hall este circuit de curent al varmetrului, curentul de comandă I_c fiind chiar curentul I din circuitul receptor. Circuitul de excitaţie

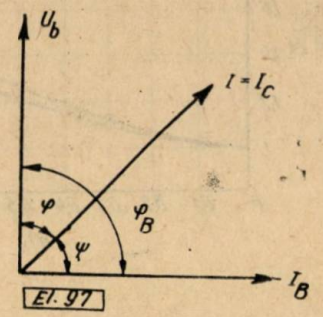


Fig. 8

al multiplicatorului face parte din circuitul de tensiune al varmetrului.

Realizînd astfel circuitul de excitaţie al multiplicatorului Hall, încît să fie îndeplinită condiţia :

$$\omega L_B \gg R_B, \qquad (14)$$

atunci, curentul I_B este defazat, practic, cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii U_b (fig. 8) şi în acest fel unghiul de defazaj ψ dintre curentul I_B din circuitul de excitaţie al multiplicatorului şi curentul $I_c = I$ din circuitul de comandă este :

$$\psi = \left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right), \qquad (15)$$

fiind satisfăcută condiţia dată de relaţia (9).

Ca valoare efectivă, curentul I_B este proporţional cu tensiunea U_b, adică :

$$I_B = \frac{U_b}{\sqrt{R_B^2 + (\omega L_B)^2}}, \qquad (16)$$

unde ω este pulsaţia, 1/s.

O dată îndeplinite condiţiile de mai sus, pentru tensiunea Hall medie în raport cu o perioadă, tensiune măsurată de instrumentul magnetoelectric mV, pe baza relaţiei (11) se obţine :

$$U_v = K_H K_{ic} K_{UB} U_b I \sin \varphi = + K_Q U_b I \sin \varphi, \qquad (17)$$

unde :

$$K_{ic} = 1 \; ; \; K_{UB} = \frac{1}{\sqrt{R_B^2 + (\omega L_B)^2}} \; ; \; K_H = K K_N K_B. \qquad (18)$$

Se vede că tensiunea măsurată U_v este o măsură a puterii reactive din circuitul de impedanţă Z (fig. 7) iar semnul (+) din

relația (17) scoate în evidență caracterul inductiv al acestui circuit.

Domeniul de curent al varmetrului este limitat superior de curentul de comandă nominal, definit ca fiind valoarea maximă admisibilă a lui I_c prin plăcuța semiconductoare în aer, fără ca aceasta să depășească temperatura de 65°C [5]. În cazul multiplicatorului Hall realizat și folosit de autori, avînd plăcuță semiconductoare din In Sb, curentul de comandă nominal a fost de 100 mA. Cum $r_{ic} = 0{,}805\ \Omega$, rezultă o cădere de tensiune pe circuitul de curent al varmetrului Hall, de 0,0805 V la curentul nominal. Pentru cazul curenților mai mici se poate folosi o plăcuță din material semiconductor Ge-n, la care curentul nominal de comandă este de (1—5) mA, în schimb r_{ic} este mai mare.

Domeniul de tensiune al varmetrului este limitat de liniaritatea caracteristicii magnetice a circuitului magnetic. Dimensionînd corespunzător circuitul de excitație al multiplicatorului Hall, odată cu satisfacerea condiției dată de relația (14) se poate schimba și domeniul de tensiune, modificînd numărul de spire N_B, fără însă a depăși $I_B N_B = 500$ amperspire (valoare pînă la care, caracteristica magnetică este liniară, fig. 6).

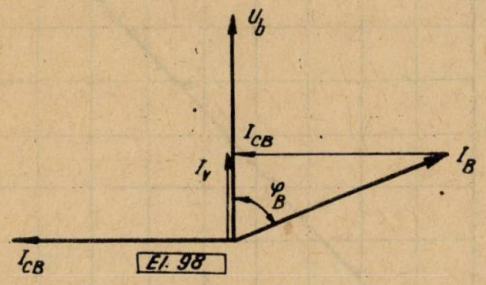


Fig. 9

Pentru a micșora curentul I_v din circuitul de tensiune al varmetrului, în paralel cu înfășurarea de excitație s-a montat condensatorul de capacitate C_B, realizîndu-se în acest fel un circuit cu rezonanță de curent. Valoarea lui C_B rezultă din condiția ca:

$$I_v = I_B + I_{CB} \tag{19}$$

să fie minim la I_B dat (fig. 9).

În relația (19), curentul I_{CB} prin condensator are valoarea:

$$I_{CB} = U_b \cdot \omega\, C_B \tag{20}$$

și face cu U_b unghiul de defazaj φ_B, dat de:

$$\operatorname{tg} \varphi_B = \frac{\omega L_B}{R_B}. \tag{21}$$

Varmetrul Hall realizat pe baza primei scheme propusă de autori, se recomandă pentru măsurarea puterilor reactive mici, în circuitele cu tensiuni uzuale dar curenți mici, sub 0,1 A. Pentru măsurarea puterilor reactive mici din circuitele cu tensiuni mici și curenți uzuali,

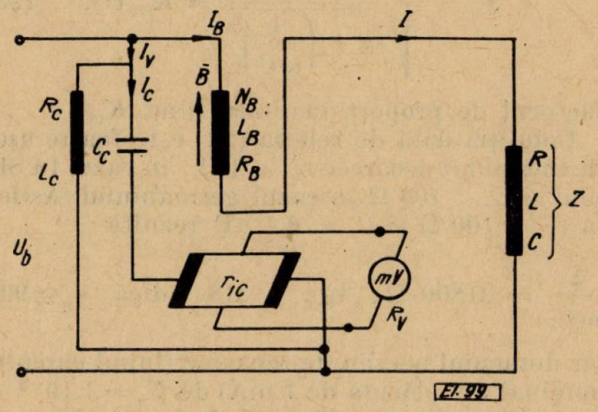


Fig. 10

autorii propun o altă schemă, ce va fi prezentată mai jos.

3.2. *A doua schemă* propusă de autori este reprezentată în figura 10.

Aceasta diferă de prima prin faptul că circuitul de comandă al multiplicatorului Hall face parte din circuitul de tensiune al varmetrului, iar circuitul de excitație este circuit de curent. Curentul de excitație I_B este tocmai curentul I din circuitul receptor (circuit a cărui putere reactivă urmează a fi măsurată). Se vede că circuitul de tensiune al varmetrului Hall este un circuit cu rezonanță de curent. Alegînd corespunzător bobina de inductivitate L_c și rezistența R_c, se asigură un curent I_v (din circuitul de tensiune) foarte mic.

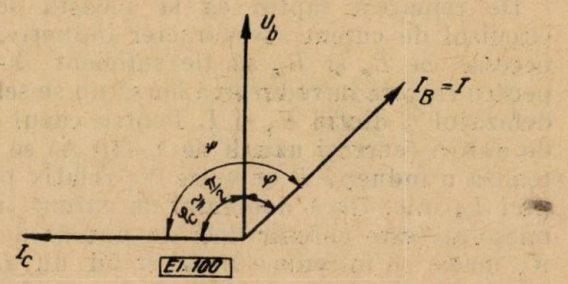


Fig.

Realizînd astfel circuitul de tensiune al varmetrului Hall, încît să fie îndeplinită condiția:

$$\frac{1}{\omega C_c} \gg r_{ic}, \tag{22}$$

atunci curentul I_c este defazat, practic, cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea tensiunii U_b (fig. 11) și în acest fel

unghiul de defazaj ψ are valoarea : $\psi = \frac{\pi}{2} + \varphi$ fiind satisfăcută condiţia exprimată de relaţia (9). Ca valoare efectivă, curentul I_c este proporţional cu tensiunea U_b :

$$I_c = \frac{U_b}{\sqrt{r_{ic}^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} = K_{UC} U_b, \qquad (23)$$

factorul de proporţionalitate fiind K_{UC}.

Condiţia dată de relaţia (22) este foarte uşor de îndeplinit deoarece $r_{ic} < 1\ \Omega$, în cazul In Sb-ului şi $r_{ic} < 100\ \Omega$ în cazul germaniului. Astfel, la $r_{ic} = 100\ \Omega$ şi $C_c = 0{,}1\ \mu F$ rezultă :

$$\frac{1}{\omega C_c} = 31800\ \Omega; \quad \mathrm{tg}\varphi_c = 318 \text{ adică } \varphi_c \cong 90°,$$

iar domeniul maxim de tensiune (luînd curentul nominal din plăcuţă de 1 mA) de $U_b = 1.10^{-3} \times \times 31800 \cong 32$ V. Domeniul de tensiune se poate modifica schimbînd corespunzător valoarea capacităţii condensatorului C_c.

Curentul de excitaţie I_B fiind egal cu cel din circuitul receptor, ($I_B = K_{iB} I$ unde $K_{iB} = 1$) rezultă, conform relaţiei (11) pentru tensiunea Hall medie în raport cu o perioadă, tensiune măsurată de instrumentul magnetoelectric mV, valoarea :

$$U_v = -K_H K_{UC} K_{iB} U_b I \sin\varphi = -K_Q U_b I \sin\varphi. \qquad (24)$$

Din relaţia (24) rezultă că tensiunea măsurată U_v, este o măsură a puterii reactive $Q = U_b I \sin\varphi$ din circuitul de impedanţă Z (fig. 10). Semnul (−) din relaţia (24) scoate în evidenţă caracterul inductiv al circuitului receptor, spre deosebire de schema din figura 7, cînd acest caracter este evidenţiat de semnul (+) ce apărea în relaţia (18).

De remarcat faptul că la această schemă circuitul de curent are caracter inductiv. Este necesar ca L_B şi R_B să fie suficient de mici pentru ca prin introducerea lor să nu se schimbe defazajul φ dintre U_b şi I. Pentru cazul tratat de autori (curenţi uzuali de 1—10 A) se poate realiza o inducţie B cu spire N_B relativ puţine, deci L_B mic. Dacă domeniul de curent trebuie micşorat (este necesar deci un număr de spire N_B mare) se introduce în acest fel un L_B mai mare. Montînd în acest caz, un condensator de capacitate C_B în serie cu L_B, se poate obţine circuitul de curent al varmetrului ca un circuit cu rezonanţă de tensiune, căderea de tensiune pe el fiind minimă (egală cu căderea ohmică pe rezistenţa R_B).

În cazul tensiunilor foarte mici şi curenţi relativ mai mari, schema propusă se poate realiza în montaj aval (circuitul de tensiune al varmetrului se conectează după circuitul de curent) curentul I_c fiind neglijabil faţă de I şi deci I_B rămîne, practic, egal tot cu I.

Din cele arătate se vede că cea de a doua schemă se recomandă pentru măsurarea puterilor reactive mici din circuitele cu tensiuni mici şi curenţi obişnuiţi, relativ chiar mari. Este cazul circuitelor de sudură în curent alternativ.

4. Rezultate experimentale

Autorii au realizat şi experimentat, în laboratorul catedrei, ambele scheme propuse. În cele ce urmează se prezintă rezultatele obţinute cu varmetrul Hall realizat după schema din figura 7. Circuitul de excitaţie al multipli-

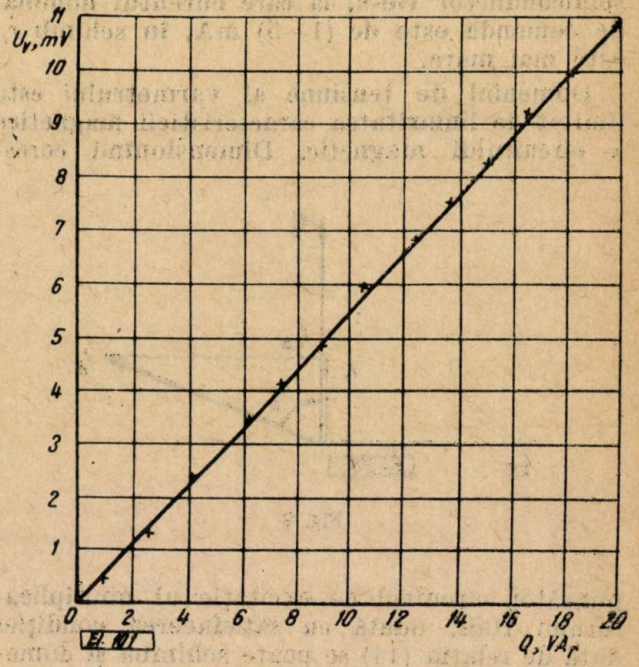


Fig. 12

catorului folosit are parametrii : $R_B = 75\ \Omega$, $L_B = 16{,}72$ H şi $N_B = 4000$ spire. Rezultă, la frecvenţa industrială $f = 50$ Hz, o reactanţă inductivă $\omega L_B = 314 \times 16{,}72 = 5250\ \Omega$ ceea ce înseamnă $\mathrm{tg}\,\varphi_B = \omega L_B / R_B = 70$, adică $\varphi_B > 89°$ ceea ce practic înseamnă $\frac{\pi}{2}$. La o tensiune $U_b = 220$ V (domeniul de tensiune al varmetrului Hall) rezultă un curent de excitaţie $I_B = 42$ mA, ceea ce înseamnă $I_B N_B = 42 \times \times 10^{-3} \times 4000 = 168$ amperspire, valoare ce se încadrează în domeniul de liniaritate al caracteristicii (fig. 6). Condensatorul din circuitul de tensiune al varmetrului are capacitatea $C_B = 0{,}6\ \mu F$, rezultînd în circuitul de tensiune al varmetrului un consum $I_v = 2$ mA.
Plăcuţa semiconductoare este din In Sb, avînd caracteristicile prezentate în cap. 1 din prezenta lucrare, deci domeniul de curent al varmetrului este de 0,1 A.

În figura 12 este dată dependența dintre tensiunea Hall medie măsurată cu ajutorul unui galvanometru cu spot interior, și puterea reactivă din circuitul receptor. Rezistența interioară a galvanometrului este $R_v = 2000\ \Omega$ și constanta 10^{-7} A/div. Puterea reactivă, $Q = U_b I \sin\varphi$, din lipsă de varmetre corespunzătoare, a fost determinată prin calcul, din $Q = I^2X$, măsurînd curentul I și cunoscînd reactanța totală X a circuitului.

Din figura 12 se vede că dependența $U_v = f(Q)$ este o dreaptă, obținîndu-se o sensibilitate $C_Q = 1{,}82$ VAr/mV, constantă pentru întregul domeniu de măsură al varmetrului Hall.

Sensibilitatea varmetrului poate fi îmbunătățită dacă se realizează un circuit de excitație folosind material magnetic mai bun, așa fel ca să se ajungă pentru $U_b = 220$ V la un B mult mai mare la același număr de amperspire, păstrîndu-se însă liniaritatea caracteristicii magnetice.

5. Concluzii

Varmetrele Hall propuse pentru măsurarea puterilor reactive din circuite monofazate cu tensiuni sau curenți mici, pot înlocui cu succes alte metode de măsurare a acestor puteri. Ele prezintă o construcție mai simplă decît cele electrodinamice, măsurarea putîndu-se realiza cu un consum de curent în circuitul de tensiune mai mic decît la cele electrodinamice. De asemenea, căderea de tensiune în circuitul de curent al varmetrului Hall este mică.

Varmetrele Hall, prin tensiunea U_v ce se măsoară, pot asigura înregistrarea puterii reactive cu o precizie satisfăcătoare, la o constantă de timp de cîteva milisecunde. Amplificînd această tensiune, puterea reactivă poate fi ușor telemăsurată.

Ca domenii specifice de utilizare considerăm circuitele de sudură în curent alternativ monofazat, modelele de rețea în curent alternativ (220 V și curenți mici), etc.

Ca un neajuns al varmetrelor Hall prezentate în lucrare, autorii menționează influența modificării frecvenței f asupra preciziei lor. Aceasta se datorește faptului că în schemele propuse există circuite cu rezonanță de curent și tensiune. O abatere a frecvenței cu mai puțin de 2% de la frecvența industrială ($f = 50$ Hz) nu introduce erori suplimentare în măsurători [1], [4]. Pentru o altă frecvență este necesară o nouă dimensionare a circuitelor cu rezonanță.

Influența temperaturii poate fi compensată folosind una din metodele folosite la wattmetrele Hall [1].

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanometrice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat IP Timișoara, 1966.

[2] *Sun Su Fo.* Izmerenie mocinosti posredstvom poluprovodnicovi Moscova, Gosenergoizdat, 1958.

[3] *Titov, V. V.* Primenenie datcikov e.d.s. Holla dlia registrații mocinosti. În : Vestnik electropromîșlenosti, **33**, No. 10, 1962, p. 68.

[4] *Heler, A.* și *Daba, D.* Măsurarea puterilor reactive din circuitele electrice monofazate, folosind multiplicatul Halli În : Metrologia aplicată (în curs de apariție).

[5] Siemens Hallgeneratoren Technische Erläuterungen und Typenübersicht März. 1957.

Intrat în redacție la 7. XI. 1969

RECENZIE

V. G. KAGAN şi alţii. **Sisteme neliniare cu tiristoare.** (Neliniinîie sistemî s tiristoramii.) Moscova, Ed. Energhia, 1968, 96 pag.

Lucrarea de faţă reuşeşte, pe parcursul a mai puţin de 100 de pagini, să releve împlinirea intenţiilor autorilor de a alcătui la un nivel comprehensibil şi într-o formă concentrată un îndreptar util pentru aprofundarea ulterioară de către cititor a unor probleme legate de specificul temei indicate în titlu. Pe parcursul a două capitole, autorii prezintă un material dens, care împreună cu lista bibliografică anexată, permite aprofundarea materialului aflat la dispoziţie, material situat la nivelul anilor 1965/66.

Primul capitol, intitulat "Partea de forţă a convertizorului," conţine la început o scurtă introducere în problemele legate de proprietăţile tiristoarelor. Mai amplu sînt discutate problemele pierderilor în tiristoare, precum şi cele ale regimului termic al acestora. Se oferă o serie de date ilustrative referitoare la tiristoare de fabricaţie sovietică de tipul VKDU şi UPVK, şi pentru tiristoare de tipul TY—180 fabricate de firma ASEA. În continuare sînt analizate două probleme importante: regimul de lucru al redresorului comandat pe o sarcină rezistivă-inductivă şi regimul de lucru al unui circuit inductiv avînd funcţia de generator de energie pentru un invertor. Pentru cei interesaţi în aprofundarea acestor teme se recomandă (de către recenzent) folosirea cărţii profesorului I. L. Kaganov „Electronica Industrială", apărută în editura Energhia în anul 1968.

În celelalte trei subcapitole sînt abordate o serie de probleme specifice convertizoarelor, cum ar fi aceea a proceselor tranzitorii în convertizoare, protecţia convertizoarelor (această temă este tratată doar sub aspect calitativ), precum şi problema căilor de mărire a puterii furnizate de convertizoare. Încorsetaţi de spaţiul restrîns afectat acestei lucrări, autorii nu au putut da o amploare corespunzătoare gradului de importanţă a temelor abordate, unora din chestiunile menţionate.

Capitolul II tratează problemele convertizoarelor din punct de vedere al situaţiei concrete create prin plasarea acestor convertizoare într-un sistem de comandă automată. La început sînt discutate pe scurt aspecte dinamice specifice ale dispozitivelor şi convertizoarelor cu tiristoare, precum şi particularităţile comportamentului convertizoarelor cu tiristoare ca elemente neliniare ale unui sistem de comandă automată. În continuare este pe larg tratată problema proprietăţilor dinamice ale dispozitivelor de defazare ale convertizoarelor, iar apoi sînt discutate în extenso proprietăţile convertizorului cu tiristoare care lucrează cu o sarcină rezistivă şi rezistivo-inductivă. În încheiere sînt abordate unele chestiuni practice legate de realizarea unui tandem convertizor-motor. Dintre problemele mai interesante discutate în această ultimă parte se pot cita următoarele: simplificarea relaţiilor analitice principale pentru complexul convertizor-motor, calculul şi particularităţile de bază ale regimului static al sistemelor cu convertizoare etc.

În anexa lucrării sînt prezentate date şi parametrii convertizoarelor tiristorizate de producţie sovietică din seria KEP. Lista bibliografică care cuprinde 26 de titluri poate contribui la aprofundarea multor subiecte care nu au putut fi tratate mai pe larg din cauza volumului redus al lucrării. Dintre lucrările remarcabile, care însă nu a fost inclusă în această listă, este deosebit de utilă pentru cei interesaţi în subiectul aprobat de această lucrare de faţă, cartea lui Bedford şi Heft, intitulată „Principles of inverter circuits". (Wiley, 1964.)

Cu toate carenţele inevitabile unei lucrări restrînse ca volum, dar care tratează un subiect atît de vast ca cel de faţă, cartea „Sisteme neliniare cu tiristoare" poate fi recomandată specialiştilor a căror activitate profesională cotidiană este axată pe proiectarea sau utilizarea instalaţiilor cu tiristoare.

A. Silard

REFERATE

CZ 631.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.323.025.1 : 621.3.045.56

Desai, B. G. **Motorul asincron monofazat cu colivie rotorică nesimetrică.** (Single — phase induction motor with asymetrical — cage rotor). In: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Nr. 7, 1969, p. 1179 — 1184, 12 fig. 9 ref. bibl.

O soluţie modernă de pornire a motoarelor asincrone monofazate o constituie construcţia unei colivii rotorice nesimetrice. Pentru cîteva poziţii privilegiate asigurate de un magnet permanent motorul poate demara.

Autorul prezintă un studiu teoretic şi experimental al regimurilor staţionare şi tranzitorii de pornire. Pentru acesta se scriu ecuaţiile lui Park, colivia rotorică fiind echivalentă cu două înfăşurări în cuadratură. Sistemul de ecuaţii este rezolvat cu un calculator numeric utilizînd metoda Runge-Kuta-Gill rezultatele fiind comparate cu cele obţinute pe cale experimentală (un motor monofazat bipolar de 400 W). Atît încercările experimentale atît şi calculele au fost făcute pentru diverse momente şi poziţii de pornire, rezultatele fiind obţinute teoretic destul de apropiate de cele măsurate. În concluzie pentru anumite aplicaţii unde cuplul de pornire cerut este mic (ventilatoare) metoda este interesantă prezentînd faţă de soluţii clasice preţ de cost mai scăzut (motoarele cu fază auxiliară) sau randament superior (motoarele cu poli ecranaţi). În domeniul 1/4 ÷ 1 kW soluţia este de luat în considerare şi merită a fi studiată de specialiştii români.

R.M.

CZ 621.313.323.012.8 : 621.314.58

Krause, P. C. şi Lipo, Th. A. **Analiza şi reprezentarea simplificată a motorului sincron cu reluctanţă variabilă alimentat de la un redresor-invertor.** (Analysis and Simplified Representations of Rectifiers-Inverter Reluctance-Synchronous Motor Drives). În: IEEE transactions on Power Apparatus and Systems, vol. **PAS—88** nr. 6, 1969, pag. 962—970, 13 fig., 12 ref. bibl.

Autorii prezintă un studiu al motorului sincron cu reluctanţă variabilă alimentat de la invertoare cu tiristoare. Sînt luate în discuţie două tipuri: cu şase tacte (sinusoida aproximată prin şase trepte) şi tipul cu modulaţie a lăţimii pulsului. Pentru ambele cazuri tensiunea este dezvoltată în serie Fourier şi astfel cu un calculator numeric, utilizînd ecuaţiile lui Park se pot predetermina caracteristicile electromecanice ale regimurilor staţionare şi tranzitorii. Într-o a doua etapă se iau în consideraţie parametrii întregii scheme de redresare şi ondulare, dîndu-se o deosebită importanţă elementelor de filtraj, elemente ce intervin cu o pondere deosebită în condi-

ţiile de stabilitate ale maşinii. Se predetermină regimurile dinamice în cazul schimbărilor bruşte de frecvenţă (de exemplu de la 30 la 40 Hz). În final se prezintă o comparaţie între performanţele celor două tipuri de invertoare menţionate, performanţe predeterminate pe un calculator hibrid, şi care coincid destul de bine cu oscilogramele obţinute pe cale experimentală.

Aplicarea tot mai largă în ultimul timp în industrie a invertoarelor cu tiristoare cît şi a motoarelor sincrone cu reluctanţă variabilă fac articolul deosebit de interesant şi de actual şi va trezi desigur interes în rîndul celor ce lucrează în acest domeniu.

R. M.

CZ 621.313.333 : 621.3.018.33

Mc Lean G. W., Nix G. F. şi Alwash S. R. **Performanţele şi proiectarea motoarelor asincrone alimentate cu tensiune de formă dreptunghiulară.** (Performance and design of induction motors with square — wave excitation). In : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 8, 1969, p. 1405—1411, 14 fig., 3 ref. bibl.

Utilizarea invertoarelor cu tiristoare la alimentarea motoarelor asincrone a devenit un lucru comun. Cel mai simplu invertor asigură o tensiune de formă dreptunghiulară şi în acest caz datorită armonicelor superioare maşina nu va mai atinge performanţele pe care le are în cazul alimentării cu o tensiune sinusoidală. În special la maşinile mari, randamentul este mai scăzut, apar încălziri puternice, zgomotul este supărător şi în general constructorii sînt obligaţi să utilizeze tensiuni cît mai apropiate de sinusoidă.

În articolul de faţă autorii demonstrează că pentru maşini mici sau mijlocii, utilizînd o proiectare adecvată, performanţele maşinii alimentate cu tensiune dreptunghiulară pot fi comparate cu acele obţinute în condiţii normale. Atunci cînd se utilizează tensiunea dreptunghiulară, armonicele spaţiale datorită înfăşurării trebuie privite în perspectiva armonicelor de timp şi nu numai faţă de fundamentală. Din acest motiv aranjarea înfăşurărilor, numărul de faze, legarea în stea sau triunghi pot juca un rol important în performanţele maşinii.

Calculele teoretice şi încercările experimentale confirmă afirmaţiile autorilor şi o astfel de maşină special construită reuşeşte să atingă în noile situaţii aceleaşi performanţe ca o maşină obişnuită funcţionînd în condiţii clasice.

R. M.

CZ 621.313.333.2.042.53 : 621.335.42

Laithwaite, E. R. şi Barwell, F. T. **Utilizarea motoarelor asincrone liniare la sisteme de transport de mare viteză** (Application of linear induction motors to high-speed transport systems). In : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 5, 1969 p. 713—724, 14 fig., 23 ref. bibl.

Deşi se împlinesc peste 60 de ani de la primul brevet de utilizare a unei maşini liniare de inducţie în transportul feroviar, de abia de astăzi înainte aplicarea acestei idei relativ simplă pare să aibă succes. Dacă la vitezele actuale aceste maşini nu sînt competitive, pentru trenurile viitorului, pe perne de aer, cu viteze de peste 350 km/h soluţia aceasta are cele mai mari şanse de reuşită.

Articolul, sinteză a unei bogate literaturi, rodul colaborării profesorilor Laitwaite şi Barwell, cei mai reprezentativi specialişti ai domeniului, oferă o privire de ansamblu asupra maşinilor de inducţie liniară. După ce sînt prezentate diverse tipuri constructive posibile, se ajunge la concluzia că soluţia cea mai indicată de a fi utilizată în traficul feroviar este maşina cu două statoare şi drept rotor o foaie continuă de aluminiu. Autorii prezintă elementele de proiectare ale unei asemenea variante, alegerea dimensiunilor principale, efectul lor asupra caracteristicilor, soluţiile de alimentare ale unei astfel de maşini, funcţionarea la frecvenţă fixă sau variabilă.

Metodele de frînare în contracurent sau recuperativă sau, la dispariţia alimentării, o combinaţie a acestor două, sînt simple oferind siguranţă sistemului adoptat.

Sînt discutate în continuare din punct de vedere economic, problemele de alegere ale materialelor utilizate în construcţia rotorică, pasul polar şi frecvenţa de alimentare. Este demonstrată imposibilitatea utilizării drept rotor a şinei feromagnetice, atît datorită închiderii fluxului tangenţial, cît şi a fenomenelor legate de efectul pelicular.

În concluzie se consideră că varianta motoarelor liniare de antrenare are cele mai mari şanse în competiţia pentru construcţia noilor mijloace de locomoţie terestră de viteză ridicată.

R. M.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.62.015.52

*** **„Comportarea izolatoarelor sub poluarea industrială naturală"** (Le comportement des isolateurs sous pollution industrielle naturelle). În : Revue Générale de l'Électricité, t. **78**, nr. 4, apr 1969, p. 411—428, 13 fig., 9 tab., 19 ref. bibl.

Pe cuprinsul a două articole de specialitate se fac consideraţii asupra comportării izolatoarelor sub influenţa poluării industriale naturale şi se propun metode de autocurăţire. Rezumatul principalelor probleme discutate şi titlul articolelor se prezintă astfel :

1. P. Y. Hébert. **O experienţă de cinci ani privind comportarea izolatoarelor de medie tensiune sub poluare industrială naturală"** (Une expérience de cinq ans sur le comportement des isolateurs à moyenne tension sous pollution industrielle naturelle). În : RGE, nr. 4, p. 411—416, 5 tab., 1 anexă.

După descrierea metodelor de încercare se arată care este conţinutul experienţelor efectuate pe o perioadă de cinci ani cu diverse tipuri de izolatoare care funcţionează la tensiune medie. Se reproduc formele de izolatoare folosite în experienţele efectuate, se dau caracteristicile izolatoarelor lanţ şi valorile tensiunilor de conturnare. Se fac consideraţii privitoare la influenţa lungimii liniei de fugă asupra limitei tensiunii de conturnare. Calculele numerice efectuate coincid în cea mai mare parte cu rezultatele obţinute experimental.

2. H. Meier. **Examinarea comportării izolatoarelor de înaltă tensiune sub poluarea cu o metodă de încercare convenţională prin autocurăţire"** (Examen du comportement d'isolateurs haute tension sous pollution par une méthode d'essai conventionelle faisant ressortir les propriétés d'auto-nettoyage). În : RGE nr. 4, p. 417—428, 12 fig., 19 ref. bibl.

Comportarea izolatoarelor de înaltă tensiune sub poluare impune precizarea metodelor de încercare în vederea determinării caracteristicilor fiecărei clase de izolatoare utilizate în diverse instalaţii. Se arată experienţele efectuate şi se descriu unele aspecte ale metodelor de autocurăţire a izolatoarelor. Metodele de încercare utilizate în diverse situaţii sînt prezentate atît sub aspect teoretic cît şi sub cel experimental. Se indică principalele caracteristici ale izolatoarelor folosite în instalaţiile asupra cărora s-au făcut măsurători. Se prezintă grafic curenţii de fugă şi tensiunile de conturnare măsurate în cazul izolatoarelor poluate sub ploaie. Totodată s-au făcut încercări sub ploaie a izolatoarelor cu un strat solid de metilceluloză plus clorură de sodiu. În aceste cazuri s-au măsurat conductivitatea superficială a izolatoarelor poluate şi s-au determinat variaţiile tensiunilor de conturnare pentru diferite tipuri de izolatoare. Experienţele efectuate sînt de natură să intereseze specialiştii în coordonarea izolaţiei în instalaţiile electrice.

A. C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice*

CZ 621.316.575.027.6

Garrard, C. J. O. **Intreruptoare de distribuție de înaltă tensiune.** (High voltage distribution switchgear). In: Proc. IEE, vol. **116**, nr. 6, 1969, p. 1031 — 1045, 21 fig. 31 ref.

Se face o trecere în revistă a progreselor obținute în domeniul întreruptoarelor de înaltă tensiune în ultimul timp, corelat cu tensiunile de transport și puterile evacuate prin linii sau funcționalitatea întreruptoarelor în domenii de utilizare distincte (întreruptoare pentru linii, întreruptoare pentru generatoare, cu scopuri speciale etc.).

Materialele condiționează în mare măsură (alături de principiul de funcționare) performanțele întreruptoarelor. Se indică „noutățile" apărute în acest domeniu: utilizarea alături de cupru și a aluminiului pentru anumite subansambluri, contacte care să funcționeze la temperaturi ridicate, izolanți cu performanțe superioare (rășini epoxidice PVC-uri stabilizate tetrafluoretilenă, cauciucuri butilice etc.), medii de stingere cu proprietăți deosebite (uleiuri neinflamabile, gaze electronegative) etc.

În ceea ce privește principiul de funcționare se prezintă soluții constructive utilizate pentru: întreruptoare în aer (extensie helicoidală a arcului electric), întreruptoare cu ulei (camere cu injecții speciale), întreruptoare cu aer comprimat (noi cinematici pentru deplasarea contactelor), întreruptoare cu gaze electronegative (sisteme cu dublă presiune).

Se prezintă de asemenea cîteva tendințe în domeniul celulelor prefabricate (scheme de conexiuni, sisteme modulare etc.).

Fl. T.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.082.7

* * * „**Metrologia electrică**" (La métrologie électrique). În: Revue Générale De l'Électricité, tome **78**, nr. 3, mar 1969, p. 251 ... 291.

Pe cuprinsul a șapte articole se fac considerații asupra caracteristicilor metrologice a instrumentelor de măsură și asupra posibilităților de etalonare a aparatelor de înregistrare, măsură și control. Principalele idei dezvoltate în fiecare material și titlul articolelor se redau în continuare.

1. IDRAC, M. „Caracteristicele metrologice ale unui instrument" (Les caractéristiques métrologiques d'un instrument). După prezentarea unor instrumente de măsură se face trecerea în revistă a celor cinci caracteristice metrologice principale cum ar fi: domeniul de măsură și variație a mărimii măsurate; sensibilitatea sau variația indicației aparatului pentru o unitate a mărimii măsurate; precizia, finețea sau aptitudinea instrumentului de-a permite măsurarea mărimii într-un punct din spațiu; rapiditatea instrumentului de măsură caracterizează orice instrument din domeniul metrologiei electrice. Se precizează că pentru un aparat sînt suficiente două din cele cinci caracteristici și anume domeniul de măsură și sensibilitatea. În unele situații speciale se cer instrumentelor de măsură să fie precise, fine și rapide. Luîndu-se în considerație cele cinci caracteristici, se face o analiză a diferitelor tipuri de aparate electrice în vederea stabilirii erorii în măsurarea diverselor mărimi.

2. Leclerc, G. Rolul biroului de măsuri și greutăți în domeniul unităților electrice" (Le rôle du Bureau international des Poids et Mesures dans le domaine des unités électriques).

După o succintă introducere în care se formulează scopul articolului se prezintă rolul coordonator al biroului internațional de măsuri și greutăți trecîndu-se în revistă diverse scheme de măsură folosite cum ar fi: puntea dublă Thomson, schema potențiometrică folosită pentru compararea pilelor etalon etc.

3. Vigoureux, P. „Coeficientul giromagnetic a protonului" (Le coefficient giromagnétique du proton).

Se expune dispozitivul cu ajutorul căruia se pune în evidență coeficientul giromagnetic al protonului. Se explică cum se înregistrează variația cîmpului magnetic terestru în apropierea aparatului de măsură arătîndu-se care sînt metodele pentru reducerea influenței cîmpului exterior asupra instrumentului de măsură.

4. Egidi, G. „Metrologie frecvență — timp" (Métrologie fréquence — temps).

După ce se trec în revistă domeniile metrologiei studiate de autor cum ar fi măsurătorile electrice și fotometrice cele referitoare la frecvență — timp și hiperfrecvență se descriu rezultatele obținute în diverse situații din industrie.

5. Koch, C. „Etalonarea aparatelor de măsură" (L'étalonnage des appareils de mesure).

Se expun principiile metodelor utilizate pentru controlul aparatelor de măsură de mare precizie. După o scurtă introducere se fac considerații asupra următoarelor probleme: piramidele de etalonare; etalonarea secundară sau înlăturarea uzurii; periodicitatea etalonării aparatelor de măsură și control.

Se fac probe de laborator și se consemnează rezultatele obținute în etalonarea unor aparate de mare precizie.

6. Parcelier, P. „Compararea frecvențelor" (Comparaison des fréquences).

Compararea precisă a frecvențelor necesită cunoașterea fracțiunilor de timp în care este divizată secunda. Se disting următoarele noțiuni: timpul universal; timpul efemeric; timpul atomic și timpul universal coordonat.

Timpul atomic în definiția secundei tinde să înlocuiască celelalte fracțiuni care apar sub diverse denumiri. Folosirea timpului universal coordonat duce la erori de etalonare de circa $3.10-8$. În cadrul articolului se trec în revistă principalele tehnici de comparare a frecvențelor.

7. Duperdu, R. „Însemnătatea metrologiei" (L'enseignement de la métrologie). Se fac considerații asupra stadiului actual și asupra perspectivei pe care o are metrologia.

A. C.

CZ 621.317.61 :621.313.1.011

Kaminosono, H. și Uyeda, K. **O nouă metodă de măsurare a parametrilor mașinilor sincrone** (New Measurement of Synchronous Machine Quantities). În: IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, nr. 11, 1968, p. 1 908 — 1 918, 9 fig., 11 ref. bibl.

Măsurarea parametrilor mașinilor sincrone de mare putere (actualmente în construcție un generator de 1 500 MVA) ridică o serie de probleme dificile. Metodele clasice cer aducerea acestor mașini la viteza nominală, condiție ce poate fi imposibil de realizat în fabrica constructoare respectivă.

Pornind de la ecuațiile lui Park, autorii dezvoltă două noi metode originale de măsurare a acestor parametrii, mașina rămînînd în stare de repaos.

Prima metodă cere aplicarea unei trepte de tensiune pe una din faze, de exemplu A, pentru un unghi intern $\theta = 0°$ și 90°, înfășurarea de excitație fiind deschisă. Pe baza oscilografierii curentului pe faza A și tensiunii pe fazele A, B, C, prelucrînd datele respective se pot obține cu suficientă precizie parametrii căutați.

În mod asemănător, metoda a doua cere aplicarea unei frecvențe variabile pe una din faze și din caracteristicile de frecvență astfel obținute se pot calcula toți parametrii mașinii sincrone.

Încercările experimentale prezentate pentru ambele metode duc la rezultate apropiate cu metodele clasice, verificînd astfel soluția propusă.

R. M.

CZ 621.317.371 ; 621.317.785.088.22

Angst, M. şi Tschappu, F. **Determinarea erorilor suplimentare la măsura consumului energiei reactive cu ajutorul contorilor legaţi artificial pe baza măsurării disimetriei în reţeaua de 220/380 V.** (Determination des erreurs additionnelles lors de la mesure de la consommation d'énergie réactive à l'aide de compteurs en branchement artificiel, sur la base de mesures de la dissymétrie dans le réseau de 220/380 V). În : Bull. ASE **60**, nr. 7, 1969, p. 303—309, 13 fig. 2 tab.

Disimetria tensiunii într-o reţea poate fi apreciată după mărimea componentelor simetrice directe, inverse şi homopolare ; de asemenea relaţiile între disimetria tensiunii şi erorile adiţionale care rezultă, pot fi reprezentate într-o formă generală.

În scopul determinării numerice a disimetriei tensiunilor într-o reţea de 220/380 V, se prezintă un aparat care descompune tensiunile stelate în componente simetrice. Sistemele inverse şi homopolare sînt măsurate separat şi înregistrate cu un aparat cu 2 canale.

Cercetările întreprinse arată că nu se produc nici o dată erori suplimentare măsurabile, cînd sarcina reactivă este simetrică. În cazul unei sarcini reactive asimetrice, pot apare erori întîmplătoare de cîteva procente, dar ele se compensează în cea mai mare parte pe o perioadă mai lungă ca aceea care se scurge chiar între două măsuri. Erorile suplimentare nu au influenţă asupra preciziei de măsură a contoarelor de energie reactivă, pentru că ele sînt de acelaşi ordin de mărime ca şi celelalte valori ce influenţează. Pot fi deci tolerate, fără inconvenient. Dat fiind că precizia de măsurare a contoarelor de energie reactivă legate artificial în cazul unui triunghi cu tensiuni simetrice este mai bună ca a celor în legare normală, autorii recomandă legarea după primul sistem.

Fl. T.

CZ 621.867.8.532.57

Parkinson, M. J. şi Miorns, F. S. Măsurarea debitului amestecurilor de gaz şi pulberi. (Masa Flowmeter for Gasborne Powders). În : Instrument Practice, **23**, 3, 1969, p. 197—200.

În exploatarea centralelor electrice, în numeroase unităţi industriale, apar pulberi ce sînt expulzate în atmosferă şi a căror viteză prezintă interes pentru optimizarea unor procese de filtrare.

Se descrie un echipament de măsură care determină viteza gazului utilizînd două emiţătoare de ultrasunete, alimentate de un oscilator şi dispuse oblic : unul în sensul de scurgere, altul în sens opus. Două receptoare primesc aceste două semnale, defazajul între acestea fiind direct proporţional cu viteza gazului. Viteza gazului astfel determinată permite calculul vitezei particulelor, iar pentru debitul masei, în afară de viteză, concentraţia acestora, utilizînd atenuarea unui fascicul de particule proiect printr-un amestec de pulbere şi gaz. Această atenuare nu depinde numai de coeficientul de absorbţie şi diametrul prin care se scurge amestecul, ci şi de concentrarea particulelor. Pentru aceasta, s-au utilizat dispozitive speciale care să permită menţinerea coeficientului de absorbţie independent de grosimea şi poziţia materialului absorbant.

În încheiere se prezintă un montaj electric multiplicator care după măsurarea vitezei şi densităţii, indică direct debitul maselor de pulberi şi gaz.

Fl. T.

CZ 621.318 *Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor*

CZ 621.318.1 ; 621.317.63

Krause, D. **Graful histerezis pentru materiale pe bază de magneţi permanenţi** (Hystérésigraphe pour matériaux á aimentation permanente). În : Bulletin de l'Association Suisse des Électriciens, nr. 4, 1969, p. 143.

Grafurile histerezis sînt aparate care înregistrează bucla histerezis a materialelor pe bază de magnet permanent. Totodată se poate înregistra dar un segment a curbei de histerezis. Aparatele ce se folosesc în prezent în acest scop sînt complicate şi costisitoare.

Noul tip de aparat denumit histerezis graf este simplu, mult mai ieftin şi se manipulează cu uşurinţă. Organul principal al acestui aparat este format dintr-un miez încadrat de un cadru magnetic care se închide lăsînd un întrefier între cele două piese polare ale cadrului. Fiecare pol comportă o bobină de excitaţie care produce un flux magnetic în întrefier. Eşantionul de probă din material magnetic permanent se introduce în întrefier aşa fel încît să atingă piesele polare. Cu ajutorul unei sonde Hall se reglează tensiunea aplicată aşa fel încît să rezulte o proporţionalitate corespunzătoare a cîmpului în întrefier. Se măsoară apoi şi tensiunea rezultată în cîmpul magnetic al eşantionului şi se trasează variaţia cîmpului de inducţie în funcţie de H obţinîndu-se curba de histerezis căutată.

A. C.

CZ 621.918.44.078

Ballwieser, H. **Maşini automate de înfăşurat** (Automatische Wickelmaschinen). În : ETZ—B, nr. 25, dec 1968, p. 737—739.

Autorul prezintă o privire de ansamblu asupra stadiului actual al automatizării în domeniul tehnicii înfăşurării. Sînt descrise vechile metode de fabricaţie cu automate de înfăşurare precum şi procedeele moderne în acest domeniu. Deoarece o tratare dezvoltată a problemei nu era posibilă în cadrul unui singur articol, se prezintă numai confecţionarea bobinelor de uz general în electrotehnică şi a bobinelor destinate electromotoarelor. Scopul important a fost raţionalizarea, precizia şi utilizarea muncitorilor necalificaţi.

O categorie de maşini a fost gîndită pentru înfăşurarea unui număr redus de bobine cu dimensiuni diferite, facilitîndu-se la maximum, prin intervenţii simple la maşină, trecerea de la o dimensiune la alta. În timpul adaptării maşinii la o nouă dimensiune sînt necesare şi anumite completări manuale ale bobinei. O a doua categorie de maşini (unele semiautomate, altele complet automate) înfăşoară bobina în mai multe operaţii succesive fără vreo intervenţie a omului. În această lucrare se descriu două sisteme care sînt funcţie de numărul spirelor.

Dezvoltarea acestor maşini a progresat spre realizarea unor înfăşurări mai complicate, cum ar fi cele pentru rotoarele şi statoarele maşinilor. Astfel este descrisă evoluţia realizării unor maşini pentru bobinajul polilor, care conţin, printre altele, dispozitive de numărat electromagnetice şi transistorizate, apoi — făcîndu-se apel şi la dispozitive hidraulice pentru preluarea anumitor operaţii — s-au realizat maşini care produc înfăşurarea în forma definitivă pentru a putea fi introdusă direct în ancoşele statorului şi în sfîrşit dispozitive automate, care introduc rotoarele în maşina de bobinat, îi bobinează direct şi îi depun apoi în spaţiul de înmagazinare.

Gh. C.

CZ 621.38 *Dispozitive electronice*

CZ 621.382.2.072.1.064

Başirov, A. M. şi alţii. **Cu privire la amorsarea tiristoarelor prin „efectul $\frac{dU}{dt}$".** (O vkliucenii tiristorov pri pomoşcii" efekta $\frac{dU}{dt}$"). În : Radiotehnika i elektronika, vol. XIV, nr. 2, 1969, pag. 374—375.

La amorsarea tiristoarelor pe electrodul de comandă, apare un fenomen caracterizat printr-o neuniformitate de principiu, determinat de nesimetria structurii pnpn ca urmare a implantării pe cale tehnologică a electrodului de comandă. Din această cauză, tiristoarele ce operează în regimul de impulsuri cu valori mari ale curentului, precum şi cu valori mari ale vitezei de creştere a acestui curent $\left(\frac{di}{dt}\right)$, ies adesea din

funcțiune. Acest fapt ce rezultă din nesimetria amintită, duce la localizarea conducției într-o regiune îngustă, situată lîngă electrodul de comandă al tiristorului. Ca metodă de prevenire a acestui fenomen „cumulativ", ce se manifestă la amorsarea tiristoarelor pe electrodul de comandă și care adesea este însoțit de ieșirea tiristoarelor din funcțiune din cauza „efectului $\frac{di}{dt}$", autorii recomandă amorsarea tiristoarelor pe anod prin „efectul $\frac{dU}{dt}$". Investigațiile efectuate de aceștia și prezentate în lucrare, au arătat că amorsarea tiristoarelor pe anod asigură intrarea simultană în conducție a întregului volum al cristalului de siliciu. Experiențele efectuate cu structuri pnpn de difuzie cu o suprafață mică a cristalului de siliciu au coincis satisfăcător cu premisele teoretice. Pentru mărirea gradului de fiabilitate al tiristoarelor, care operează în circuitele de impulsuri cu valori mari ale lui $\frac{di}{dt}$, autorii recomandă folosirea pe scară largă a amorsării tiristoarelor prin „efectul $\frac{dU}{dt}$".

A. S.

CZ 621–7 *Deservirea, întreținerea și protecția mașinilor*

CZ 621–7 ; 37

Winton, R. C. **Necesitatea predării teoriei fiabilității** (The need to teach reliability). În : Electronics & Power, The Journal of the IEE, ian 1969, p. 8—10.

Teoria fiabilității (siguranței în funcționare) devine în prezent un factor major al proiectării instalațiilor moderne și un criteriu obiectiv al rentabilității acestora. În acest context apare fără îndoială necesitatea predării ei adecvate, atît pentru cadrele cu pregătire superioară, cît și pentru unele categorii de tehnicieni legați direct de etapa de proiectare și exploatare a instalațiilor industriale. Autorul articolului optează aici pentru un curs de bază al teoriei fiabilității, predat într-o manieră nematematică, care să includă conceptele de bază și unele noțiuni importante, cum ar fi cea a „operabilității".

Pornind de la definiția fiabilității, pe care o reproduce în articol („probabilitatea de a îndeplini funcții specifice în condiții date pentru o perioadă determinată de timp, fără defecțiuni"), Winton abordează treptat cererile pe care trebuie să le îndeplinească sistemele complexe. Sînt ilustrate problemele pe care le ridică proiectarea panourilor exterioare ale instalațiilor și aparatelor.

Complexitatea instalațiilor moderne reclamă abordarea unor probleme de ergonomie, care sînt tratate succint în articol. Este discutată și problema costului unor instalații de înaltă fiabilitate, precum și problema corelației acestuia cu parametrii fundamentali ce caracterizează gradul de fiabilitate, precum și problema corelației acestuia cu parametrii fundamentali ce caracterizează gradul de fiabilitate a aparaturii.

A. S.

CZ 621.319.54.011.1 : 621.317.333.82

Toșev, P. G. ș.a. **Metodică de alegere a parametrilor generatorului de impulsuri de tensiune aperiodice și oscilante.** (Metodica vibora parametrov ghneratora aperiodiceschih i kolebatelnih impulsov napreajenia). În: Electrocestvo, 89, nr. 7, 1969, p. 79—81, 4 fig.

După o analiză a necesității tot mai pregnante de a încerca echipamentele de înaltă tensiune la supratensiuni de comutație, se prezintă aparatura de cercetare capabilă de a modela aceste supratensiuni, în speță : generatoarele de impulsuri de tensiune. Schema acestora și modul de alegere a elementelor este prezentat succint. În scopul de a putea încerca echipamentele și la anumite impulsuri aperiodice sau oscilante, autorii propun o nouă schemă.

Se prezintă o metodică de calcul, din care derivă schemele corespunzătoare de măsură ; astfel pentru diferite valori ale rezistențelor și inductanțelor din circuit se obțin timpuri de front a impulsului variind între 52 — 870 μs, ceea ce oferă un grad mărit de utilizare a schemei.

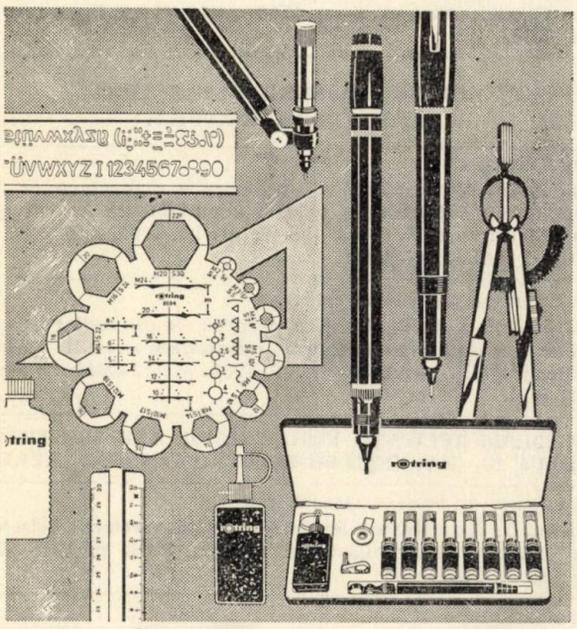
Cîteva indicații privind realizarea tehnologică a inductanțelor și capacităților se dau la sfîrșitul articolului ca și oscilograma unui impuls oscilant produs de aparat.

Fl. T.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil ; ing. V. Bunea ; ing. V. Ciofu ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu ; ing. Șt. Grosu ; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. Lazaride ; conf. ing. D. F. Lăzăroiu ; ing. M. Opaschi ; ing. A. Popa ; prof. ing. Cristiana Popescu ; ing. Vl. Popovici ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Rădulet ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor șef: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5035. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1962*



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm. Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.
Pentru scrierea curată şi exactă, rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.
Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă. Cu rotring se poate desena mai uşor — mai repede — — mai raţional !

- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile, în cazurile în care se cere o înaltă precizie : stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii, echere, compasuri.

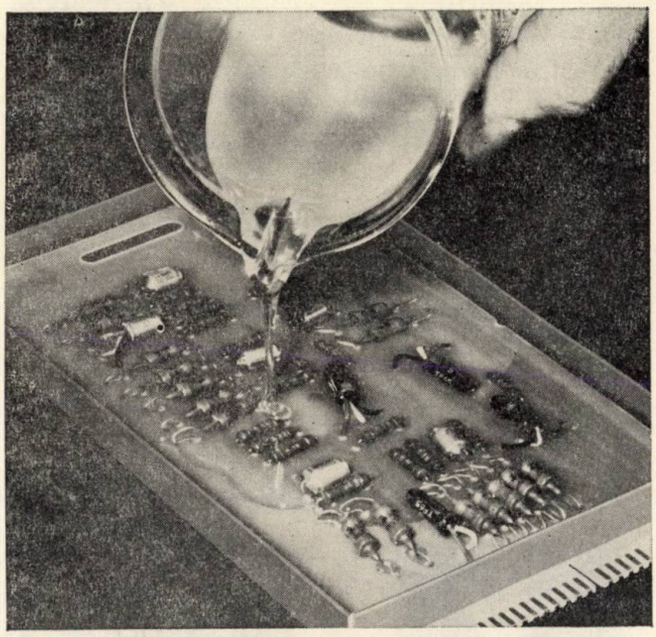
RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54
POSTFACH 13 529
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI
Vă rugăm cereţi prospecte!

PUBLICOM

S4668

Protecţie contra vibraţiilor şi umidităţii

Vibraţiile şi umiditatea influenţează funcţionarea elementelor constructive electronice. Protejaţi deci piesele importante prin SilGel, o substanţă de impregnare din silicon-cauciuc-transparent.



SilGel

are aspectul cauciucului, este rezistent la căldură şi frig, protejează contra apei, prezintă rezistenţă la intemperii şi îmbătrînire, are însuşiri electrice favorabile şi este bun conducător de căldură.

SilGel se poate prelucra uşor şi se solidifică la temperatura mediului ambiant.

Ca materiale netransparente pentru impregnare şi turnare vă recomandăm varietăţile noastre verificate de silicon-cauciuc, care se pot vulcaniza la rece.

Vă stăm cu plăcere la dispoziţie cu sfaturi şi cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 631.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII·

CZ 621.315.2.014.7

Ruppel, K. **Balanța scurteircuitelor la pămînt în cablurile de rețele de tensiune medie izolate la punct neutru.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 22, 24 oct 1969, p. 577—581, 7 fig., 14 ref. bibl.

CZ 621.315.61.015.532 : 621.382

Ulbricht, H. **Măsurarea tensiunii de deseăreare a izolanților încorporați în elementele electronice.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 24, p. 642—644, 10 fig. 2 tabl., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.615.2.015.5

Beyer, M. și *Halle, K. H.* **Variația în valorile obținute de la o serie de străpungeri cînd se măsoară tensiunea de străpungere a uleiului izoldnt.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) 90, nr. 23 1969, p. 591—594, 10 fig. 12 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE· REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.13 : 538.552.9

Krüger, K. **Măsurarea rapidă a sarcinilor asimetrice sau oarecare într-o rețea trifazată.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 24, 1969, p. 629—632, 10 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.542 : 621.319.51

Richter, W. **Calea de deseăreare ca întrerupător pentru curenți de mare intensitate.** În : Elektrie, **23**, nr. 11, 1969, p. 480—483, 8 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.316.542.014.2 : 621.3.015.38

Kadomzkaia, K. P. ș.a. **Limitarea supratensiunilor interne cu ajutorul comenzii momentelor de comutație a întreruptoarelor** În : Elektricestvo, nr. 9 sep 1969, p. 10—14, 5 fig. 2 tabl. 2 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317.333.8

Rutloh, F. W. **Factorul de utilizare a generatoarelor de supratensiune tranzitorie cu trei acumulatoare de energie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A(90, nr. 24, 1969, p. 633—637, 6 fig. 1 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.317.384 : 621.313.333 + 621.314.57

Zweygbergk, S. și *Sokolov, E.* **Determinarea pierderilor într-un motor asincron alimentat de un convertizor static.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A), **90**, nr. 23, 1969, p. 612—616, 12 fig. 7 ref. bibl.

CZ 621.318 APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR-ELECTROMAGNEȚI. RELEE.

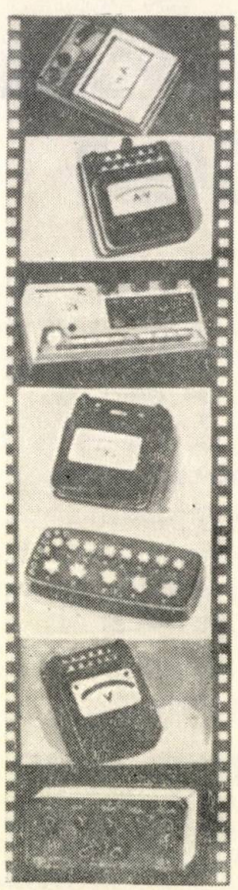
CZ 621.318.5 : 621.316.54.064 : 621.316.722.3

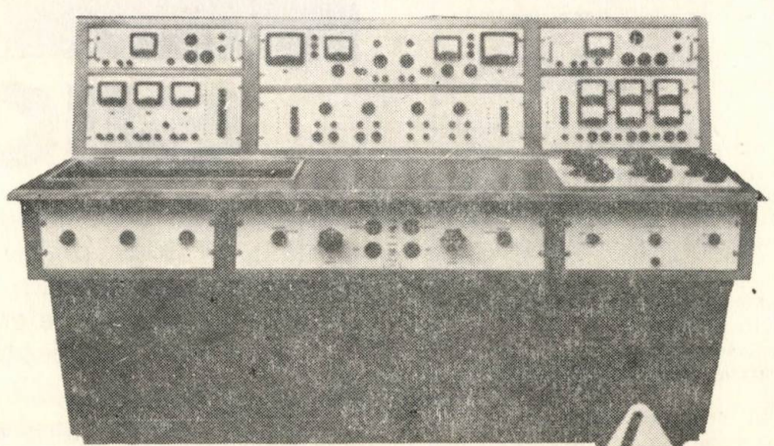
Klein, D. **Amortizarea tensiunilor de deconectare a releelor.** În : Elektronik Anzeiger, nr. 10, oct 1969, p. 181—186, 25 fig. 2 tabl.

CZ 621.318.5 : 66.6—762

Soffa, V. M. **Valorile de limită ale întrefierului de lucru inițial, sensibilitatea și coeficientul de revenire ale releelor trestie.** În : Elektricestvo 9 sept 1969, p. 49—51, 4 fig., 2 ref. bibl.

PRODUCĂTOR ȘI EXPORTATOR:

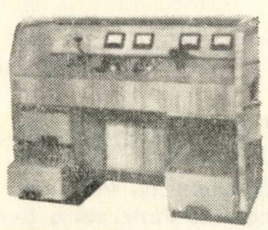




GANZ

Fabrica de instrumente de măsură

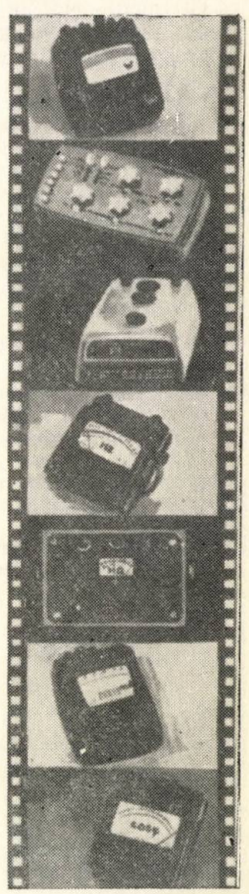
BUDAPESTA 5, căsuța poștală 577 – UNGARIA



Importator

MAȘINIMPORT

Tehnoimport, București



Publicom

INHALT

DK 621.313.333.042.53 : 621.3.013.22

Dîmboiu, E. : **Die Untersuchung des elektromagnetischen Feldes im Luftspalt und im kerm des Stators bei einem linearen Motor mit beweglichen Feld.**

Electrotehnica 18, H. 3, März 1970. S. 77–83

Dargestellt wird die Untersuchung des elektromagnetischen Feldes im Luftspalt und im Kern des Stators eines linearen Motors mit beweglichen Feld. Zum Unterschied von den bekaunten Arbeiten, wird der Ausdruck der magnetischen Induktion auf Grund der allgemeinen Geretze der Theorie des elektromagnetischen Feldes abgeleitet, wobei dadurch theoretische Grundresultate erhalten werden. Daraus zieht man Schlüsse bzgl. Form der Kurve der resultierenden magnetischen Induktion im Luftspalt und im Joch des Stators, was wiederum sowohl vom Standpunkt der klassifizierung der im Betrieb vorkommenden Erscheinungen als auch vom konstruktiven Standpunkt von Nutzen ist.

DK 621.313.323.016.352 : 621.3.029.42

Micu, E. : **Die Uebergangsfunktion und die Stabilität des Synchronmotors bei niedriger Frequenz und veranderlichen Widerstandsmoment.**

Electrotehnica 18, H. 3, März 1970, S. 83–92

In dem Aufsatz berechnit man die Uebergangsfunktion des Motors in der Annahme dass die Eingangsgrösse die Aenderung des Achsendrehmomentes und die Ausgangsgrösse den Belastungswinkel darstellt und dies bei symetrischen und sinusförmigen Speirespannungen. Die Bezichungen können auch beim Betrieb des Motors mit verschiedenen, durch Aenderung der Spannung und der Freguenz erhaltenen Drehzahlen, verwendet werden. Die erhaltene Uebergangsfunktion benutzt man zur Bestimmung der Maschinenstabilität bei niedrigen Freguenzen durch Verwendung des numerischen elektronischen kalkulators.

DK 621.314.22.011.1.001.24

Crişan, O. : **Bezüglich der Betriebsgleichungen von Drehstromtrafos.**

Electrotehnica 18, H. 3, März 1970, S. 92–99

Im Rahmen des Aufsatzes bespricht man die Betriebsgleichungen, in Momentanwerten, bei Drehstromtrafos einschl, entsprechender Bemerkungen bzgl Bestimmungen der Parameter. Hervorgehoben wird der Einfluss der konstruktiven Trafoform und des Betriebsart auf die Parameter und auf die eingeführten Koeffizienten. Ferner zeigt man die erhaltenen Versuchsresultate, die man für die Hauptparameter und deren Aenderung mit der Speirespannung erbielt.

DK 621.319.51.015.533 : 621.317.333.82

Tănăsescu, Fl. : **Anwendungen des Elektrodensystems Spitze-Platte und Spitze-Halbkugel im der Technik der Teilentladungen.**

Electrotehnica 18, H. 3, März 1970, S. 99–104

Auf den Gebiet der Teilentladungen, der unvollkommenen Entladungen zwischen zwei unter Hochspannung stehenden Elektroden, bietet das System Spitze – Platte (Halbkugel) die Hauptelemente zum Studium und zur Registrierung des Vorgangs. Nach einer Darstellung des physikalischen Vorganges, der aufgenommenen charakteristischen Oszillogramme, werden zwei Anwendungen des Vorganges gezeigt : eine Zelle mit divergentem Feld, verwendbar beim Studium der Isolationsalterung im elektrischen Feld und ein Entladungserzengendes Eichmass zum Eichen der Mesströme.

DK 621.317.373.021 : 538.652

Heler, A. und *Daba, D.* : **Hall-Blindleistungsmesser zur, Messung der Blindleistungen bei Einphazen kreisen mit rehr kleinen Spannungen oder Strömen.**

Electrotehnica 18, H. 3, März 1970, S. 105–111

Die Arbeitzeigt zwei neue elektrische Schemen zur Messung kleiner Blindleistungen im Einphasenkreisen. Das erste Schema empfiehlt man für den Fall der Einphasenkreisen mit Gebrauchsspannungen aber kleinen Strömen miter 0,1 A und das zweite für Stromkreise mit kleinen Spannungen und gewonnlichen Strömen. Man gibt die Versuchsresultate an, die von den Autoren mit Hielfe von Hall-Blindleistungsmessern im Laboratorium des Lehrstuhles für „Elektrische Grundlagen" – Timişoara erzeilt wurden.

BUCHBESPRECHUNGEN, – REFERATE

SOMMAIRE

CD 621.313.333.042.53 : 621.3.013.22

Dîmboiu, E. : **L'étude du champ électromagnétique dans l'entrefer et dans le stateur d'un moteur linéaire à champ mobile**

Electrotehnica **18**, no. 3, mars1970, p. 77–83

On présente l'étude du champ électromagnétique dans l'entrefer et dans le noyau du stateur d'un moteur linéaire à champ mobile. Différent en celà des ouvrages connus, dans cette étude on établit l'expression du l'induction magnétique en prenant comme point de départ les lois générales de la théorie du champ électromagnétique, obtenant ainsi des résultats fondés théoriquement. On tire des conclusions concernant la forme de la courbe de l'induction magnétique résultant dans l'entrefer et le joug statorique, ce qui est utile tant du point de vue de la classification des phénomènes qui se produisent pendant le fonctionnement, que du point de vue constructif.

CD 621.313.323.016.352 : 621.3.029.42

Micu, E. : **La fonction de transfert et la stabilité du moteur synchrone lors des fréquences basses et du couple résistant variable**

Electrotehnica **18**, nr. 3, mars 1970, p. 83–92

Dans cet ouvrage on calcule la fonction de transfert du moteur, en prenant comme valeur d'entrée la variation du couple à l'axe et comme valeur de sortie la variation du l'angle de la charge, dans l'hypothèse des tensions d'alimenta'ion symétriques et sinusoïdales. Ces rapports peuvent être appliqués aussi au cas où le moteur fonctionne avec différents nombres de tours, obtenus par la modification de la tension et de la fréquence. La fonction de transfert obtenue est utilisée pour determiner la stabilité de la machine lors des nombres de tours réduits, à l'aide du calculateur électronique numérique.

CD 621.314.22.011.1.001.24

Crişan, O. : **Considérations concernant les équations de fonctionnement des transformateurs triphasés**

Electrotehnica **18**, no. 3, mars 1970, p. 92–99

Dans cet ouvrage on présente les équations de fonctionnement, en valeurs momentanées, pour les transformateurs triphasés, et l'on donne des précisions concernant la détermination des paramètres. On spécifie l'influence de la forme constructive du transformateur ainsi que du régime de fonctionnement sur les paramètres et sur les coefficients introduits. On présente aussi les résultats expérimentaux obtenus pour les principaux paramètres et pour leur variation en rapport avec la tension d'alimentation.

CD 621.319.51.015.533 : 621.317.333.82

Tănăsescu, Fl. : **Applications du système d'électrodes pointe-plaque et pointe-sémi-sphère dans la technique des décharges partielles**

Electrotehnica **18**, no. 3, mars 1970, p. 99–104

Dans la technique des décharges partielles, décharges incomplètes qui apparaissent dans l'espace entre deux électrodes auxquels on applique une haute tension, le système pointe-plaque (sémi-sphère) offre les éléments fondamentaux pour l'étude et l'enregistrement du phénomène. Après la description du phénomène physique et des oscillogrammes caractéristiques élevées on présente deux applications du phénomène : une cellule à champ divergent utilisée pour l'étude du vieillissement des isolations dans le champ électrique et un étalon générateur de décharges, pour calibrer les circuits de mesurage.

CD 621.317.373.021 : 538.632

Heler, A. et *Daba, D.* : **Varmètres Hall pour le mesurage des forces réactives dans les circuits monophasés à tensions ou a courants réduits.**

Electrotehnica **18**, no. 3, mars 1970, p. 105–111

Dans cet ouvrage on présente deux nouveaux schémas électriques pour le mesurage des forces réactives réduites dans les circuits monophasés. Le premier schéma est recommandé pour le cas des circuits monophasés à tensions usuelles mais à courants réduits comme intensité, au-dessous de 0,1 A, et le second pour le cas des circuits à faibles tensions et à courants usuels.

On présente les résultats expérimentaux obtenus avec des varmètres Hall réalisés par les auteurs dans le laboratoire de la Faculté de Timişoara, cathèdre des Bases de l'électrotechnique.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

FABRICATELE UZINEI TEHNOFRIG IN DOMENIUL FRIGORIFIC ALIMENTAR CHIMIC METALURGIC

UZINA TEHNOFRIG CLUJ

Str. Fabrica de Chibrituri Nr. 5-11 Telefon: 2.30.

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

Din București — Bd. T. Vladimirescu 45 — 47 — telefon 31.41.00

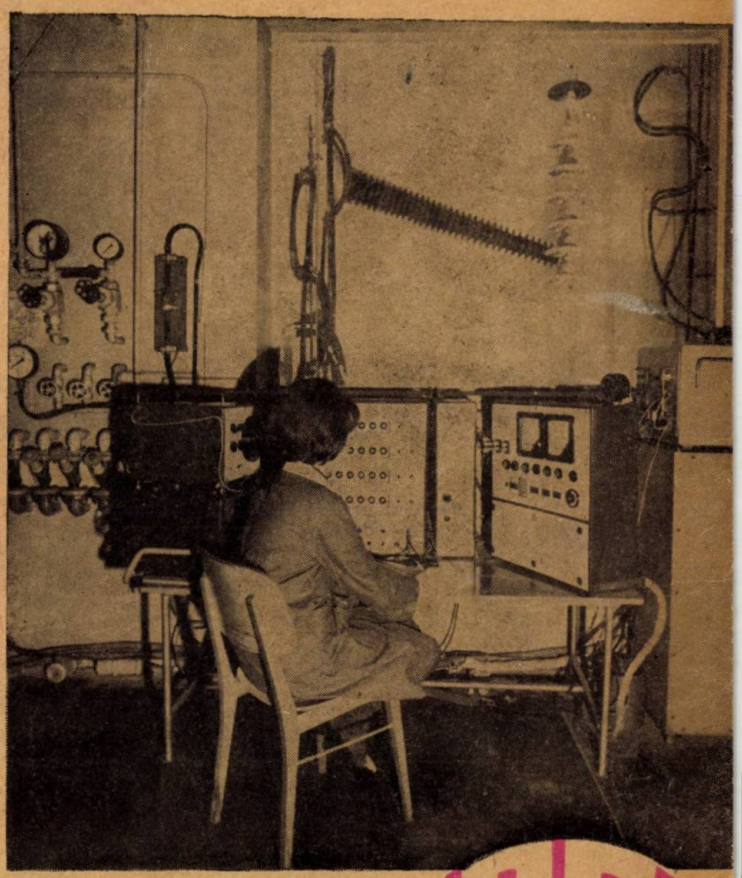
Электротехнический Научно - исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique

1970 III 22



Primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic.

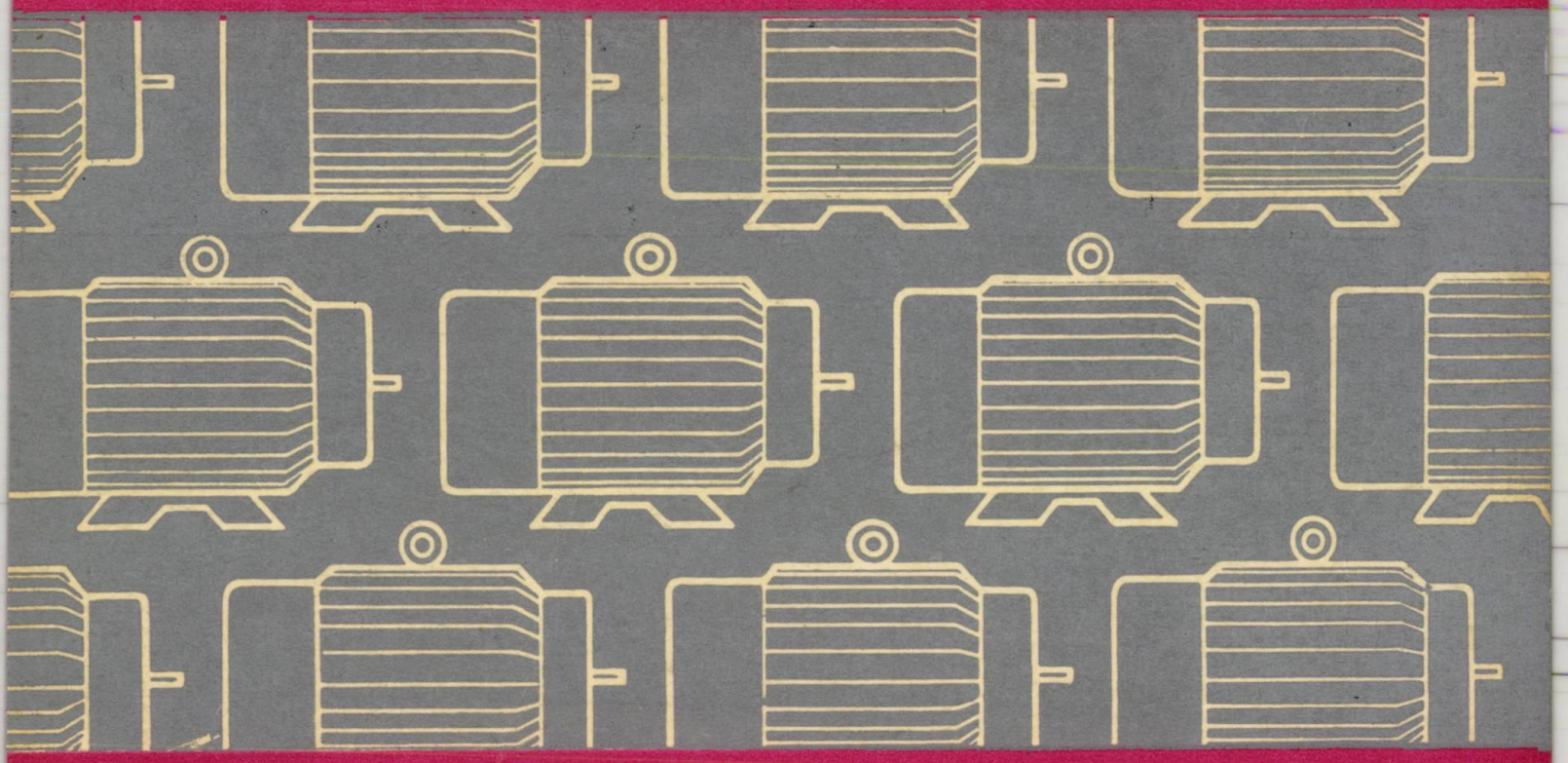
Institutul execută studii, încercări, omologări și prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice.

06

E 2040

R

ELECTROTEHNICA



4

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 4 • APRILIE 1970

I.P.R.S. băneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR 32 ● SECTORUL 2 ● TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare de poliester
Condensatoare de polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare de hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- de mică putere
- de medie putere
- de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
- — de mică putere
- — drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. – Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

E 2040

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 4, pag. 117–156 aprilie 1970

CUPRINS

CZ 621.315.512.014.1 : 538.542

Hortopan, V. : **Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului cilindric plin.**

Electrotehnica, **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 117–121

Conductorul cilindric plin, din material rezistiv, utilizat ca şunt, are un timp de răspuns determinat de dimensiunile geometrice şi de material. În lucrare se determină timpul de răspuns pentru fire de manganină cu diametrele de 0,1 la 10 mm, prin integrarea ecuaţiilor lui Maxwell. Un timp de răspuns de ordinul ns se obţine dacă diametrul conductorului este de ordinul fracţiunilor de milimetru.

CZ 621.313.32–573.042.12 : 621.3.018.143

Nicolaide, A. şi *Drăgănescu, O.* : **Influenţa saturaţiei asupra caracteristicilor de pornire în asincron ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi.**

Electrotehnica **18**, nr. 4. aprilie 1970, p. 121–128

Influenţa saturaţiei asupra caracteristicilor de pornire în asincron a maşinii este deosebit de importantă. Din încercările experimentale rezultă că valoarea cuplului nu creşte proporţional cu pătratul tensiunii ci mult mai repede. Astfel se ajunge ca valoarea cuplului obţinută la tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$ să fie cu 40% mai mare decît valoarea calculată pentru parametrii nesaturaţi, iar valoarea cuplului obţinută aproximativ la tensiunea $U = 0{,}15\ U_N$ să fie practic egală cu valoarea calculată pentru parametrii nesaturaţi. De asemenea, se justifică abateri importante întîlnite în literatură.

CZ 621.313.32.011.3 : 621.317.334.014.33

Oprişan, P. : **Cu privire la determinarea parametrilor interni ai maşinii sincrone.**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 129–133

Se prezintă posibilitatea determinării reactanţelor operaţionale şi a parametrilor interni ai maşinii sincrone prin metoda răspunsului tranzitoriu în curent, după cele două axe, la variaţia în treaptă unitară a tensiunii de alimentare. Determinarea unui număr mare de parametri ai maşinii, pe o cale relativ simplă, reprezintă avantajele esenţiale ale procedeului, care constituie o sinteză a metodelor statice şi dinamice cunoscute şi aplicate actual.

CZ 621.313.333/335.004.2

Bergman, I., Teodoru, E. şi *Leonte, P.* : **Unele observaţii privind funcţionarea maşinii asincrone în cascadă cu o maşină trifazată serie cu colector.**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 134–138

În această lucrare autorii îşi propun o analiză generalizată a cascadei unui motor asincron cu un compensator de fază serie în vederea îmbunătăţirii performanţelor acesteia. Pe baza expresiilor deduse au fost trase concluzii teoretice verificate apoi şi experimental.

CZ 621.314.632.001.12 Si

Silard, A. : **Probleme actuale de dezvoltare în tehnica elementelor semiconductoare de siliciu cu structura pnpn**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 139–145

Articolul se ocupă de problemele actuale existente în domeniul dispozitivelor semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn*. Sînt relevate diversele aspecte ale tehnicii tiristoarelor care şi-au găsit rezolvare în perioada care a trecut de la apariţia acestora.

REFERATE **146–148**

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.315.512.014.1 : 538.542

Хортопан, В. : **Ответ сплошного цилиндрического проводника на ступенчатое возбуждение тока.**
Electrotehnica **18**, № 4, апрель 1970 г., стр. 117–121

Сплошной цилиндрический проводник из резистивного материала, используемого в качестве шунта, имеет время ответа в зависимости от геометрических размеров и материала. Автор определяет время ответа для манганиновых проводов диаметром 0,1—10 мм путем интегрирования уравнений Максвелла. Время отзвука порядка сек получается при диаметре проводника порядка долей миллиметра.

ДК 621.313.32–573.042.12 : 621.3.018.143

Николаиде, А. и *Дрэгэнеску, О.*: **Влияние насыщения на пусковые характеристикки синхронных машин с кажущимися полюсами в асинхронном режиме.**
Electrotehnica **18**, № 4, апрель 1970 г., стр. 121–128

Влияние насыщения на пусковые характеристики машины в асинхронном режиме имеет особо важное значение. Из экспериментальных данных вытекает, что значение момента растет не пропорционально квадрату напряжения, а значительно быстрее. Таким образом получается, что значение момента, установленное при напряжении $U=0{,}5U_N$, превышает на 40 % значение, рассчитанное для ненасыщенных параметров, а значение момента, полученное приблизительно при напряжении $U=0{,}15U_N$, практически равно значению, рассчитанному для ненасыщенных параметров. Кроме того, в статье обосновываются значительные отклонения, встречаемые в литературе.

ДК 621.313.32.011.3 : 621.317.334.014.33

Опришан, П. : **К вопросу об определении внутренних параметров синхронной машины.**
Electrotehnica **18**, № 4, апрель 1970 г., стр. 129–133

Автор излагает возможность определения операторных реактивных сопротивлений и внутренних параметров синхронной машины методом переходного отзвука по току, при одноступенчатом изменении питающего напряжения. Определение значительного количества параметров машины сравнительно простым способом, представляет существенные преимущества предлагаемого метода, являющегося синтезом известных, применяемых в настоящее время статических и динамических методов.

ДК 621.313.333/335.004.2

Бергман, И., Теодореску, Е. и *Леонте, П.*: **К вопросу о работе асинхронной машины в каскаде с сериесной трехфазной машиной с коллектором**
Electrotehnica **18**, № 4, апрель 1970 г., стр. 134–138

В статье проводится обобщенный анализ каскада асинхронного двигателя с сериесным фазовым компенсатором в целях улучшения его характеристики. На основании полученных выражений выводятся теоретические заключения, проверенные затем экспериментальным путем.

ДК 621.314.632.001.128i

Силард, А.: **Актуальные проблемы развития в технике полупроводниковых элементов со структурой** *pnpn*
Electrotehnica **18**, № 4, апрель 1970 г., стр. 139–145

В статье рассматриваются актуальные проблемы в области кремниевых полупроводниковых приспособлений со структурой *pnpn* Отмечаются различные аспекты техники тиристоров, разрешенные в течение периода, истекшего со времени их появления.

ДОКЛАДЫ 146–148

SOMMAIRE

CD 621.315.512.014.1 : 528.542

Hortopan, V. : **La réponse à l'excitation palier de courant du conducteur cylindrique plein.**

Electrotehnica **18**, no. 4, avril 1970, p. 117–121

Le conducteur cylindrique plein, en matériel résistif, utilisé comme shunt, a un intervalle de temps pour la réponse déterminé par les dimensions géométriques et par le matériel. Dans cet ouvrage on détermine le temps pour la réponse pour des fils en manganine, ayant des diamètres de 0,1 à 10 mm, par intégration des équations de Maxwell. Une durée de réponse de l'ordre ns s'obtient si le diamètre du conducteur est de l'ordre des fractions de millimètre.

CD 621.313.32–573.042.12 : 621 : 3.018.143

Nicolaide, A. et *Drăgănescu, O.* : **L'influence de la saturation sur les caractéristiques de démarrage en asynchrone, des machines synchrones à pôles apparents.**

Electrotehnica **18**, no. 4, avril 1970, p. 121–128

L'influence de la saturation sur les caractéristiques de démarrage en asynchrone de la machine est particulièrement importante. À la suite des essais expérimentaux, il résulte que la valeur du couple n'augmente pas proportionnellement au carré de la tension, mais que cette valeur augmente beaucoup plus vite. Ainsi, il arrive que la valeur du couple obtenue à la tension $U = 0{,}5\ U_N$ soit de 40% plus élevée que la valeur calculée pour les paramètres non-saturés, et que la valeur du couple obtenue à la tension d'environ $U = 0{,}15\ U_N$ soit pratiquement égale à la valeur calculée pour les paramètres non-saturés. En même temps, d'importantes déviations rencontrées dans la littérature sont justifiées.

CD 621.313.32.011.3 : 621.317.334.014.33

Oprişan, P. : **En ce qui concerne la détermination des paramètres internes de la machine synchrone.**

Electrotehnica **18**, no. 4, avril 1970, p. 129–133

On présente la possibilité de déterminer les réactances opérationnelles et les paramètres internes de la machine synchrone par la méthode de la réponse transitoire en courant, suivant les deux axes, lors de la variation en palier unitaire de la tension d'alimentation. La détermination d'un grand nombre de paramètres de la machine d'une manière relativement simple, représente les avantages essentiels du procédé, qui constitue une synthèse des méthodes statiques et dynamiques connues et appliquées actuellement.

CD 621.313.333/335.004.2

Bergmen, I., Teodoru, E. et *Leonte, P.* : **Quelques observations concernant le fonctionnement de la machine asynchrone en cascade, à l'aide d'une machine triphasée série, à collecteur.**

Electrotehnica **18**, no. 4, avril 1970, p. 134–138

Dans cet ouvrage, les auteurs se proposent de faire une analyse généralisée de la cascade d'un moteur asynchrone, à l'aide d'un compensateur de phase série, en vue d'améliorer les performances de la cascade. Prenant comme base les expressions déduites, on a tiré trois conclusions théoriques, qui ont été ensuite vérifiées expérimentalement.

CD 621.314.632.001.12 Si

Silard, A. : **Problèmes actuels concernant le développement de la technique des éléments sémi-conducteurs en silice, à structure pnpn.**

Electrotehnica **18**, no. 4, avril 1970, p. 139–145

L'article treite les problèmes actuels existant dans le domaine des dispositifs semi-conducteurs en silice, à structure *pnpn*. On relève les différents aspects de la technique des thyristors, qui ont été solutionnés pendant la période qui a suivi leur apparition.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ. 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.015.333.001.24 : 681.33.

Rutloh, F. W. **Determinarea formei tensiunii de şoc, furnizate de o generatrice cu un număr ridicat de acumulatoare de energie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **90**, nr. 21, 10 oct 1969, p. 527—530, 2 figuri, 3 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.3.082.74

Ballus, H. **Contribuţii asupra calculului forţelor electromagnetice din conductorii parcurşi de curent.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **90**, nr. 2, 10 oct 1969, p. 539—544, 2 figuri, 13 ref. bibl.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.207

Blobelt, H. J. **Propunere pentru motor de curent continuu cu comutaţie cu tiristoare.** În : Elektrie, **23**, nr. 9, 1969, p. 353—356, 5 figuri, 2 ref. bibl.

CZ 621.313.33 : 621.317.384

Kron, A. W. şi *Pfau, D.* **Studii pentru determinarea pierderilor adiţionale ale motoarelor mari asinerone.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **90**. nr. 21, 10 oct 1969, 531—534, 5 figuri, 1 tab., 10 ref. bibl.

CZ 621.313.333

Poloujadoff, M. **Teoria simplificată a motoarelor de inducţie liniară.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 21, 10 oct. 1969, p. 545—548, 4 figuri, 18 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2 : 620.316.717

Maisch, W. **Circuitul de demarare şi frînare electronică pentru un motor trifazat în colivie de veveriţă.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **21**, nr. 19, 19 oct. 1969, p. 456—458, 4 figuri, 2 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.016—58

Knuth, J. **Cercetări asupra unui motor asineron trifazat în colivie de veveriţă controlat în freeveţă.** În : Elektrie, **23**, nr. 8, 1969, p. 323—325, 3 figuri, 5 ref. bibl.

CZ 621 314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.212 : 621—713.2

Fink, W : **Temperatura de distribuire în transformatoarele de putere cu bobinare în straturi în prezenţa răcirii separate cu circulaţie forţată de ulei.** În : Elektrie, **23**, nr. 8 1969, p. 331—333, 3 figuri, 2 ref. bibl.

CZ 621.314.27 : 621.3.014.334

Büchner, P. **Două metode pentru calculul analog al curenţilor la invertor în impuls.** În : Elektrie, nr. 9, 1969, p. 360—362, 9 figuri, 4 ref. bibl.

CZ 621.314.27 : 621.3.015

Büchner, P. : **Forma curbelor de voltaj a invertorilor autoexcitaţi aprovizionînd o sarcină activă.** În : Elektrie **23**, nr. 8, 1969, p. 317—320, 10 figuri, 1 tab., 4 ref. bibl.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 nr. 4 Bucureşti, aprilie, 1970

Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului cilindric plin

VIORICA HORTOPAN* — Bucureşti

CZ 621.315.512.014.1 : 538.542

Pentru a compara comportarea dispozitivelor de măsurarea curenţilor electrici, una dintre metodele eficiente este de a determina răspunsul la excitaţia treaptă de curent. Calitatea dispozitivului se apreciază conform recomandărilor CEI [1] prin timpul de răspuns T_r, dat de expresia :

$$T_r = \int_0^\infty [1 - f(t)]\ dt,$$

unde $f(t)$ reprezintă răspunsul tranzitoriu la excitaţia treaptă unitate. Timpul de răspuns poate fi calculat cu relaţia (1) dacă $f(t)$ are o expresie analitică integrabilă sau poate fi măsurat pe oscilograma obţinută experimental.

În literatura tehnică s-a cercetat comportarea conductorului cilindric la excitaţia treaptă de tensiune [2] în scopul determinării amortizării undelor de impuls, ce cad pe liniile electrice. De asemenea, s-a studiat cazul conductorului cilindric supus unui cîmp magnetic axial [3] în scopul analizei fenomenelor ce apar în cazul bobinelor cu miez cilindric masiv, utilizate în construcţia cuptoarelor de inducţie.

Regimul termic al conductorului parcurs de curentul de excitaţie treaptă a fost studiat în lucrarea [4], lucrare în care sînt folosite metode mai complicate, decît cele expuse în articolul de faţă, pentru determinarea răspunsului tranzitoriu.

Din interesul mare, pe care îl prezintă măsurile de precizie asupra curenţilor în regim tranzitoriu în tehnica încercării de aparate electrice la capacitatea de deconectare precum şi a încercării transformatoarelor la unda de impuls [5], izvorăşte necesitatea cercetării comportării unui conductor cilindric plin la excitaţie treaptă de curent.

Într-adevăr singurul criteriu de a aprecia precizia unui dispozitiv de măsură a curentului, care în lucrarea de faţă este un şunt format dintr-un singur conductor cilindric masiv, este comportarea lui la excitaţia treaptă de curent, după cum indică şi recomandările CEI [1]. În lucrarea de faţă se studiază ceea ce se numeşte *răspunsul intrinsec*, adică numai al şuntului, fără a lua în considerare comportarea ansamblului de măsură, care este cunoscută [6].

1. Cîmpul electromagnetic în conductorul cilindric plin

Studiul comportării conductorului circular plin, la excitaţia treaptă, presupune ca metodă exactă de calcul utilizarea ecuaţiilor lui Maxwell. Se consideră materialul conductor, de exemplu manganin (86 % Cu, 12 % Mn, 2 % Ni) ca avînd o permeabilitate constantă $\mu = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \frac{H}{m}$ şi o conductivitate constantă, practic independentă de temperatură, $\sigma = 2{,}33 \cdot 10^6 \frac{S}{m}$.

Ecuaţiile lui Maxwell în regim cvasistaţionar şi în cazul conductoarelor masive, imobile, liniare, izotrope, omogene fără polarizaţie electrică sau magnetică permanentă, cu aproximaţia neglijării densităţii de volum a sarcinii electrice, sînt :

$$\begin{aligned} \text{rot}\ \overline{\boldsymbol{H}} &= \overline{\boldsymbol{J}} & \text{div}\ \overline{\boldsymbol{H}} &= 0 \\ \text{rot}\ \overline{\boldsymbol{E}} &= -\mu \frac{\partial \overline{\boldsymbol{H}}}{\partial t} & \text{div}\ \overline{\boldsymbol{E}} &= 0. \end{aligned} \tag{2}$$

Prin aplicarea rotorului primelor două ecuaţii din sistemul (2) se obţin ecuaţiile diferenţiale bine cunoscute :

$$\Delta \overline{\boldsymbol{H}} = \sigma\mu \frac{\partial \overline{\boldsymbol{H}}}{\partial t} \tag{3}$$

şi

$$\Delta \overline{\boldsymbol{E}} = \sigma\mu \frac{\partial \overline{\boldsymbol{E}}}{\partial t}, \tag{4}$$

* Ing. *Viorica Hortopan* este şef de lucrări la Institutul politehnic-Bucureşti.

Pentru obținerea soluțiilor ecuațiilor (3) și (4), se utilizează coordonatele cilindrice r, φ, z și se observă că, din cauza simetriei cilindrice a dispozitivului ($E = E_z$ și $H = H_\varphi$), ecuațiile (3) și (4) se transformă în :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial H}{\partial r} - \frac{H}{r^2} = \sigma\mu\,\frac{\partial H}{\partial t} \tag{5}$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial E}{\partial r} = \sigma\mu\,\frac{\partial E}{\partial t}. \tag{6}$$

Ținînd seamă că se studiază un regim tranzitoriu al dispozitivului, se transcriu ecuațiile (5) și (6) sub formă operațională :

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathcal{H}}{\mathrm{d}r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\mathrm{d}\mathcal{H}}{\mathrm{d}r} - \frac{\mathcal{H}}{r^2} = \sigma\mu p\mathcal{H} \tag{7}$$

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathcal{E}}{\mathrm{d}r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\mathrm{d}\mathcal{E}}{\mathrm{d}r} = \sigma\mu p\mathcal{E}, \tag{8}$$

cu $\mathfrak{L}(H) = \mathcal{H}$ și $\mathfrak{L}(E) = \mathcal{E}$.

Relația (8) este o ecuație Bessel de ordin zero :

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathcal{E}}{\mathrm{d}r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\mathrm{d}\mathcal{E}}{\mathrm{d}r} = \gamma^2\mathcal{E} \tag{9}$$

$$\text{cu } \gamma^2 = \sigma\mu p \tag{10}$$

care admite următoarea soluție cunoscută [7] :

$$\mathcal{E} = AJ_0(\mathrm{j}\gamma r) + BN_0(\mathrm{j}\gamma r), \tag{11}$$

cu : $J_0(\mathrm{j}\gamma r)$ funcție Bessel de speța 1 și ordinul zero : $N_0(\mathrm{j}\gamma r)$ funcție Bessel de speța 2 și ordinul zero.

Legătura între H și E este dată de primele două relații din sistemul (2) exprimate în coordonate cilindrice [7], ținînd seamă că $\bar{J} = \sigma\bar{E}$:

$$\frac{1}{r}\cdot\frac{\partial}{\partial r}(Hr) = \sigma E = J\,; \tag{12}$$

$$\mu\,\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\partial E}{\partial r}. \tag{13}$$

Transcriind ecuația (13), sub formă operațională :

$$\mu p\mathcal{H} = \frac{\mathrm{d}\mathcal{E}}{\mathrm{d}r}, \tag{14}$$

se poate găsi și soluția ecuației (7), ținînd seama de relația (11) :

$$\mathcal{H} = \frac{1}{\mu p}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}[AJ_0(\mathrm{j}\gamma r) + BN_0(\mathrm{j}\gamma r)]. \tag{15}$$

Constanta B trebuie să fie nulă pentru că la $r = 0$ cîmpul magnetic este nul în ax și $N_0(0) = -\infty$. Deci relația (15) devine :

$$\mathcal{H} = \frac{1}{\mu p}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}[AJ_0(\mathrm{j}\gamma r)] = \frac{\mathrm{j}\gamma}{\mu p}\,AJ_0'(\mathrm{j}\gamma r) = \frac{\sigma}{\mathrm{j}\gamma}\,AJ_1(\mathrm{j}\gamma r), \tag{16}$$

cu $\mu p = \frac{\gamma^2}{\sigma}$ din relația (11) și $J_0'(\mathrm{j}\gamma r) = -J_1(\mathrm{j}\gamma r)$.

Originalul expresiei (16), demonstrat în anexa 1, este

$$H = \frac{I}{2\pi a}\left[\frac{r}{a} + 2\sum_{k=1}^{n}\frac{J_1\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)}\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{T_k}}\right], \tag{17}$$

în care :

a este raza conductorului cilindric ;

r — distanța între ax și punctul considerat pe secțiunea conductorului ;

β_k — soluțiile pentru care se anulează funcția Bessel de ordinul 1 [$J_1(\beta_k) = 0$] ;

$T_k = \frac{\sigma\mu a^2}{\beta_k^2}$ — constante de timp.

Din relațiile (12) și (17) se obține densitatea de curent la distanța r de axa conductorului.

$$J = \frac{I}{\pi a^2}\left[1 + \sum_{k=1}^{n}\frac{J_0\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)}\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \tag{18}$$

Demonstrația relației (18) este dată în anexa 2.

2. Cîmpul magnetic și densitatea de curent

Ca aplicație a relațiilor (17) și (18) s-au calculat cu ajutorul tabelelor din [8] cîmpul magnetic și densitatea de curent pentru un conductor cilindric plin, din manganină, cu raza $a = 1$ mm, la următoarele distanțe față de axa conductorului : $r = a$; $r = 0{,}75\ a$; $r = 0{,}5\ a$; $r = 0{,}25\ a$. Rezultatele obținute sînt trecute în tabela 1, iar curbele corespunzătoare sînt trasate în figura 1 pentru cîmpul magnetic și în figura 2 pentru densitatea de curent.

În tabela 1 și figura 1, H_a reprezintă intensitatea cîmpului magnetic la periferia conductorului, adică $H_a = \frac{I}{2\pi a}$. În tabela 1 și figura 2, J_∞ reprezintă densitatea de curent în regim staționar, adică $J_\infty = \frac{I}{\pi a^2}$.

Se constată în figura 1 că în interiorul conductorului cîmpul magnetic în momentul inițial este nul și că se stabilizează la valoarea $H_a \cdot \frac{r}{a}$.

Tabela 1

Cîmpul magnetic și densitatea de curent

t, s	0,05	0,075	0,1	0,2	0,4	0,5	1,0	x 10
H_a	1	1	1	1	1	1	1	$\times H_\infty$
$H_{0,75a}$	0,33	—	0,448	0,588	0,696	0,711	0,749	
$H_{0,5a}$	0,234	—	0,288	0,365	0,449	0,469	0,499	
$H_{0,25a}$	0,088	—	0,189	0,212	0,231	0,238	0,249	
J_a	2,420	—	1,822	1,462	1,136	1,082	1,006	$\times J_\infty$
$J_{0,75a}$	1,045	1,184	1,232	1,166	1,070	1,040	1,003	
$J_{0,5a}$	0,080	—	0,371	0,630	0,930	0,943	0,995	
$J_{0,25a}$	0,007	—	0,056	0,400	0,739	0,840	0,998	

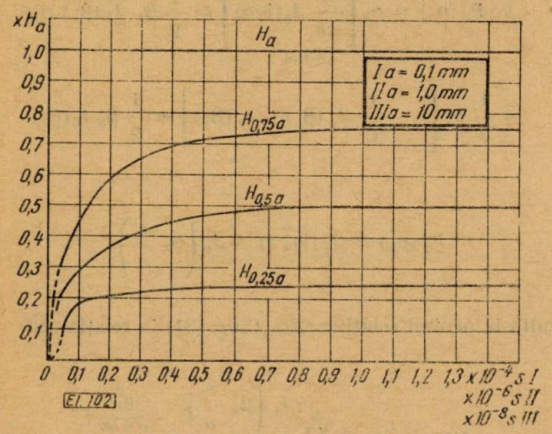


Fig. 1. Cîmpul magnetic în conductorul de secțiune circulară :
a — raza conductorului

Densitatea de curent este extrem de importantă în primul moment la periferia conductorului, în timp ce în același moment este nulă în interior. Din analiza expresiilor (17) și (18) se constată că și valorile pentru H și J se conservă, dacă raportul $\frac{t}{a^2}$ rămîne constant. Această observație permite să se utilizeze aceleași diagrame pentru diferite valori ale diametrului conductorului. Astfel diagramele sînt valabile cu scări ale timpului modificate pentru $a =$ $= 0{,}1$ mm ; 1mm ; 10 mm.

3. Evaluarea timpului de răspuns

Deoarece tensiunea măsurată la bornele șuntului este funcție de densitatea J_e la periferia conductorului, din relația (18), pentru $r = a$, se obține :

$$J_e = \frac{I}{\pi a^2}\left[1 + \sum_{k=1}^{n} e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \qquad (19)$$

și rezultă tensiunea pentru un conductor de lungime l :

$$u = J_e \frac{l}{\sigma} = \frac{I}{\pi a^2} \cdot \frac{l}{\sigma}\left[1 + \sum_{k=1}^{n} e^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \qquad (20)$$

Timpul de răspuns, conform relației (1) devine :

$$T_r = \int_0^\infty \left[1 - \left(1 + \sum_{k=1}^{n} e^{-\frac{t}{T_k}}\right)\right] dt = -\sum_{k=1}^{n} T_k. \qquad (21)$$

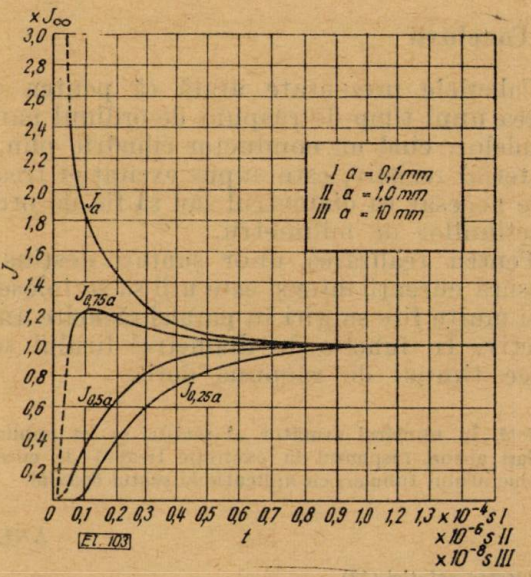


Fig. 2. Densitatea de curent în conductorul de secțiune circulară :
a — raza conductorului

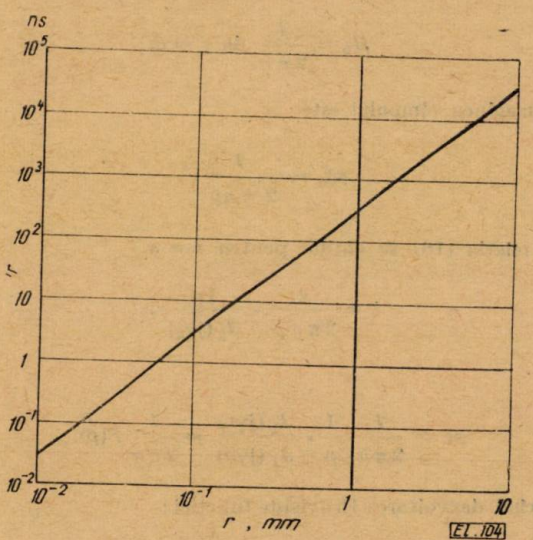


Fig. 3. Timpul de răspuns al conductorului cilindric plin.

Rezultatele numerice obținute cu relația (21), în care s-a considerat $n = 10$, se indică în tabela 2 și figura 3.

Tabela 2

Timpul de răspuns T_r

a, mm	0,1	1	10
T_r ns	$-3{,}37$	$-3{,}37 \cdot 10^2$	$-3{,}37 \cdot 10^4$

Semnul negativ din relația (21) se datorește modului de variație a densității de curent la suprafața conductorului (curba J_a din figura 2), tensiunea măsurată u fiind proporțională cu $J_e = J_a$.

4. Concluzii

Calculele prezentate arată că pentru obținerea unui timp de răspuns de ordinul nanosecundelor, cînd un conductor cilindric plin, din material rezistiv, este supus excitației treaptă, este necesar ca diametrul său să fie de ordinul fracțiunilor de milimetru.

Pentru realizarea unor șunturi destinate a măsura curenții intenși este util să se folosească mai multe fire subțiri în paralel răsucite antiinductiv. În funcție de diametrul firului se va alege timpul de răspuns dorit.

Notă. În numărul următor al revistei se va publica, de același autor, răspunsul la excitație treaptă de curent al conductorului tubular, cu aplicație la șuntul coaxial.

ANEXA 1

Deducerea relației (17)

Determinarea constantei A din relația (16) se face prin punerea condițiilor la graniță pentru cîmpul magnetic, I fiind amplitudinea excitației treaptă :

$$H_a = \frac{I}{2\pi a} \quad \text{la } r = a, \tag{22}$$

ar imaginea cîmpului este :

$$\mathcal{H}_a = \frac{I}{2\pi ap}.$$

Din relația (16) se obține pentru $r = a$

$$A = \frac{I}{2\pi ap} \cdot \frac{j\gamma}{J_1(j\gamma a)}, \tag{23}$$

deci :

$$\mathcal{H} = \frac{I}{2\pi a} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{J_1(j\gamma r)}{J_1(j\gamma a)} = \frac{I}{2\pi a} F(p). \tag{24}$$

Aplicînd dezvoltarea Heaviside funcției :

$$F(p) = \frac{P_1(p)}{pP_2(p)} = \frac{1}{p} \cdot \frac{J_1(j\gamma r)}{J_1(j\gamma a)}, \tag{25}$$

se obține relația cunoscută :

$$f(t) = \frac{P_1(0)}{P_2(0)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{P_1(p_k)}{p_k P_2'(p_k)} e^{p_k t}. \tag{26}$$

Ridicarea nedeterminării $\frac{P_1(0)}{P_2(0)} = \frac{J_1(0)}{J_1(0)} = \frac{0}{0}$ se face utilizînd expresiilefuncțiilor Bessel pentru argument foarte mic, adică $J_1(x) = \frac{x}{2}$ pentru $x \ll 1$.

Deci :

$$\frac{P_1(0)}{P_2(0)} = \frac{r}{a}. \tag{27}$$

Anularea numitorului $P_2(p) = J_1(j\gamma a)$ se consideră pentru rădăcinile : $\beta_k = j\gamma_k a$;

$$J_1(\beta_k) = 0, \tag{28}$$

care conduc cu ajutorul relației (10) la :

$$p_k = -\frac{\beta_k^2}{\sigma \mu a^2}. \tag{29}$$

Se pot calcula astfel expresiile :

$$p_k P_k'(p_k) = p_k \left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}p} J_1(j\gamma a)\right]_{p \to p_k} = \frac{1}{2} \beta_k J_1'(\beta_k) =$$

$$= \frac{1}{2} \beta_k \left[-\frac{1}{\beta_k} J_1(\beta_k) + J_0(\beta_k) \right] = \frac{1}{2} \beta_k J_0(\beta_k) \tag{30}$$

și

$$P_1(p_k) = J_1(j\gamma_k r) = J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right). \tag{31}$$

Rezultă înlocuind relațiile (27), (30), (31) în relația (26)

$$f(t) = \frac{r}{a} + 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)} e^{-\frac{\beta_k^2}{\sigma \mu a^2} t} \tag{32}$$

și din relațiile (32) și (24) se obține relația (17).

ANEXA 2

Deducerea relației (18)

Din relațiile (12) și (17) se obține :

$$J = \frac{1}{r} H + \frac{\partial H}{\partial r} = \frac{I}{2\pi ar} \left[\frac{r}{a} + 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}} \right] +$$

$$+ \frac{I}{2\pi a} \left[\frac{1}{a} + 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{\frac{\beta_k}{a} J_1'\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}} \right] = \tag{33}$$

$$= \frac{I}{2\pi ar} \left[\frac{2r}{a} + 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right) + \beta_k \frac{r}{a} J_1'\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}} \right].$$

Înlocuind în relaţia (33) pe

$$J_1'\left(\beta_k \frac{r}{a}\right) = -\frac{a}{\beta_k r} J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right) + J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)$$

se obţine

$$J = \frac{I}{2\pi a r}\left[\frac{2r}{a} + 2\sum_{k=1}^{n} \frac{\frac{r}{a} J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right] =$$

$$= \frac{I}{\pi a^2}\left[1 + \sum_{k=1}^{n} \frac{J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right]$$

care este chiar relaţia (18).

Bibliografie

[1] CEI, Publication 60. Recomandation pour la technique des essais à haute tension, Geneve, 1960.

[2] *Avramescu, A.* Efectul pelicular tranzitoriu. În : Buletinul ştiinţific al Academiei R.P.R. Secţiunea de ştiinţe tehnice şi chimice, tom. IV, nr. 3–4, 1952, p. 225–239.

[3] *Mocanu, C.* Bazele electrotehnicii, III–4. Curenţi variabili în conductoare masive. I.P.B., 1969.

[4] *Constantinescu, E.* Calculul efectului pelicular şi determinarea stabilităţii termice a conductorilor cilindrici masivi la curenţi de şoc. În : Buletinul ştiinţific al Academiei R.P.R., Secţiunea de ştiinţe tehnice şi chimice, tom. IV, nr. 3–4, 1952, p. 225–270.

[5] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. Bucureşti, Editura Tehnică, 1966.

[6] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura Didactică şi pedagogică, 1967.

[7] *Simonyi, K.* Theoretische Elektrotechnik. Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1956.

[8] *Jahnke-Emde-Lösch.* Tafeln höherer Funktionen. Stuttgart Teubner, 1960.

Intrat în redacţie la 10.I.1970

Influenţa saturaţiei asupra caracteristicilor de pornire în asincron ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi

ANDREI NICOLAIDE* — Braşov şi OVIDIU DRĂGĂNESCU** — Craiova

CZ 621.313.32–573.042.12 : 621.3.018.143

Utilizarea maşinilor sincrone de putere mare în numeroase sisteme de acţionare, face necesară cunoaşterea cît mai exactă a caracteristicilor de pornire în asincron. Calculul caracteristicilor de pornire se poate face destul de exact, dacă parametrii maşinii în general şi ai sistemului de amortizare, în special, sînt cunoscuţi cu suficientă exactitate. Parametrii înfăşurării statorului şi ai înfăşurării de excitaţie pot fi calculaţi cu o mare exactitate, iar valorile obţinute pentru aceşti parametri prin diferitele metode existente sînt practic identice.

De asemenea este necesar să se calculeze cît mai exact parametrii înfăşurării de amortizare. De aceea în literatură au fost publicate de multă vreme metode de calcul tot mai exacte pentru calculul parametrilor înfăşurărilor de amortizare, astfel este cazul studiilor efectuate de : Kilgore [1], Linville [2], Richter [3], Mauduit [4], Poliak [5], Talaat [6], Talalov [7], Nicolaide [8], Kleinrath [9], Danilevici [10], Keil [11].

În lucrările [8] şi [12], s-a arătat efectul sistemului natural de amortizare şi s-a ridicat problema efectului saturaţiei asupra parametrilor sistemului de amortizare şi a caracteristicilor de funcţionare în asincron, aspecte care nu au fost abordate de alţi autori.

În lucrările [11], [13], [14], au fost efectuate cercetări experimentale care au arătat efectul numărului de bare şi al sistemului natural de amortizare asupra performanţelor maşinii la funcţionarea în asincron. Nu s-a examinat însă şi efectul saturaţiei.

Este interesant să se menţioneze că după cum este cunoscut [6], [8], metodele de calcul ale parametrilor înfăşurării de amortizare dau rezultate foarte diferite pentru aceiaşi parametri şi anume apar diferenţe de ordinul a 50% sau mai mult de la un autor la altul. Totuşi toţi autorii care s-au ocupat de calculul caracteristicilor de pornire în asincron, indică o bună concordanţă între rezultatele calculului şi datele experimentale, deşi au folosit pentru calculul parametrilor metode care dau valori atît de diferite pentru parametri. O astfel de situaţie nu poate fi considerată satisfăcătoare iar rezultatele nu pot prezenta siguranţă. Trebuie de la început remarcat că metodele de calcul şi de determinare experimentală a caracteristicilor de funcţionare în asincron sînt în esenţă la toţi autorii aceleaşi, deci aici nu pot exista diferenţe care să conducă la erori.

În schimb metodele de calcul ale parametrilor înfăşurării de amortizare diferă de la un autor

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide* este şeful Catedrei de electrotehnică la Institutul politehnic — Braşov.

** Ing. *O. Drăgănescu* este inginer principal la Uzinele „Electroputere" Craiova.

la altul, iar condițiile în care s-au efectuat încercările experimentale și în special tensiunea la care s-au efectuat încercările nu sînt precizate. De aceea aici trebuie căutate cauzele anomaliei semnalate.

1. Metoda de studiu

Pentru a găsi legătura între parametrii înfășurării de amortizare, și caracteristicile de funcționare în asincron s-a procedat după cum urmează. S-au stabilit prin calcul valorile nesaturate ale parametrilor înfășurării de amortizare, utilizînd o metodă care permite o mare exactitate [8] și s-au calculat caracteristicile mecanice pentru diferite tensiuni de alimentare a mașinii. Pentru aceleași tensiuni de alimentare a mașinii au fost determinate experimental caracteristicile de funcționare în asincron. S-au trasat curbele astfel obținute și s-au comparat rezultatele.

2. Calculul parametrilor mașinii

Calculele și încercările experimentale au fost efectuate asupra mașinii sincrone de tip MSA — care are următoarele date tehnice :
$P_N = 630$ kVA ; $U_N = 6000$ V (între faze) ; $I_N = 64$ A ; $f = 50$ Hz ; $n = 750$ rot/min ; conexiune Y, randament $\eta = 0{,}94$; $\cos\varphi = 0{,}90$; tensiune nominală de excitație $U_f = 58$ V ; curent nominal de excitație $I_f = 160$ A. Rezistențele și reactanțele vor fi exprimate în unități relative notate cu u.r. Se utilizează sistemul de unități MKSA raționalizat.

Mașina are următoarele date după fișa de calcul : numărul de faze $m = 3$; numărul de perechi de poli $p = 4$; numărul de spire pe fază $w_1 = 210$; factorul de înfășurare $k_w = 0{,}930$; lungimea ideală a mașinii $l_i = 49{,}1$ cm ; pasul polar $\tau = 29{,}8$ cm ; lungimea barei coliviei $l_c = 52{,}7$ cm ; înălțimea istmului crestăturii rotorului $h_0 = 0{,}2$ cm ; lățimea istmului crestăturii rotorului $b_0 = 0{,}2$ cm ; pasul crestăturii rotorului $t_c = 2{,}3$ cm ; pasul crestăturii statorului 2,84 cm ; secțiunea barei coliviei $s_c = \frac{\pi(1{,}05)^2}{4} = 0{,}785$ cm^2 ; secțiunea inelului de conexiune $s_k = 1{,}25$ cm^2 ; întrefierul minim în axa polului $\delta = 0{,}575$ cm ; raportul dintre întrefierul maxim și cel minim $\gamma = \frac{\delta_{max}}{\delta_{min}} = 1{,}5$; lățimea istmului crestăturii statorului $b_0 = 1{,}2$ cm ; lățimea piesei polare $b_p = 21{,}5$ cm ; distanța dintre marginile pieselor polare vecine $c = 8$ cm.

Parametrii pe o fază a statorului, calculați și verificați experimental, sînt următorii : rezistența $R = 0{,}0187$ u.r. ; reactanța de scăpări $X_\sigma = 0{,}082$ u.r. : reactanța longitudinală a circuitului magnetizant $X_{ad} = 1$ u.r. ; reactanța transversală a circuitului magnetizant $X_{aq} = 0{,}54$ u.r.

Parametrii înfășurării de excitație raportați la stator sînt : rezistența $R_f = 0{,}00265$ u.r. ; reactanța de scăpări $X_{\sigma f} = 0{,}141$ u.r.

În circuitul de excitație au fost introduse succesiv rezistențele suplimentare : $R_{sf} = \infty$ (circuitul de excitație deschis) ; $R_{sf} = 3\Omega$; $R_{sf} = 0$ (circuitul de excitație scurtcircuitat). Deci rezistența totală a circuitului de excitație raportată la stator a fost succesiv $R_f = \infty$, $R_f = 0{,}0276$ u.r., $R_f = 0{,}00265$ u.r.

Colivia rotorului este de tipul cu inele de conexiune complete și are $n_c = 9$ bare pe pol. Barele coliviei au fost executate din alamă, iar inelele de conexiune din cupru. S-au introdus în calcule valorile corespunzătoare : rezistivitatea cuprului $\rho = 2{,}17 \cdot 10^{-6}\Omega$ cm ; raportul dintre rezistivitatea alamei din care sînt executate barele și rezistivitatea cuprului $k_a = 4$; coeficientul de majorare a rezistenței datorită curenților turbionari, în cazul de față $k_r = 1$. Efectuînd calculele după lucrarea [8] s-a obținut :

$R_{Dd} = 0{,}137$ u.r. ; $X_{\sigma Dd} = 0{,}174$ u.r. ;
$R_{Dq} = 0{,}068$ u.r. ; $X_{\sigma Dq} = 0{,}052$ u.r.

După lucrarea [15] se obține :

$R_{Dd} = 0{,}080$ u.r. ; $X_{\sigma Dd} = 0{,}042$ u.r. ;
$R_{Dq} = 0{,}060$ u.r. ; $X_{\sigma Dq} = 0{,}032$ u.r.

Valorile obținute după celelalte lucrări se încadrează între sau în jurul acestor valori. Se vede că limitele sînt destul de largi, astfel luînd ca bază valorile obținute după lucrarea [8] se ajunge după alte lucrări la abateri mari, de exemplu pentru $X_{\sigma Dd}$ la o abatere de 76%.

Avînd în vedere că rezultatele obținute pe baza lucrării [8] au fost verificate experimental și găsite corecte, vor fi utilizate în continuare. Verificarea experimentală s-a făcut în modul indicat în lucrarea [12] și a fost efectuată pentru curentul nominal, deci s-au obținut valorile nesaturate ale parametrilor.

3. Calculul caracteristicilor de funcționare în asincron

Schemele echivalente longitudinală și transversală sînt indicate în figurile 1 și 2.

Calculul caracteristicilor de funcționare în asincron s-a făcut cu ajutorul formulelor cunos-

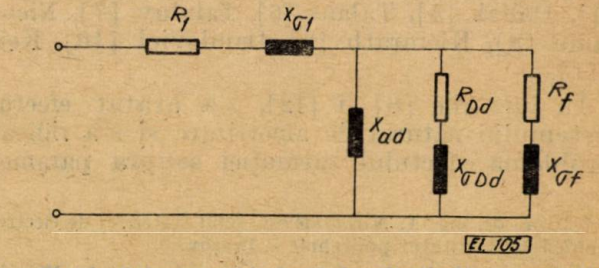


Fig. 1. Schema echivalentă longitudinală a mașinii sincrone în repaus.

cute [16]. Calculele au fost efectuate la Institutul politehnic din Brașov cu o mașină electronică Olivetti 101. Programarea nu implică nici o dificultate.

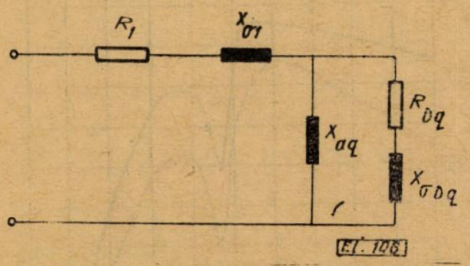


Fig. 2. Schema echivalentă transversală a mașinii sincrone în repaus.

4. Determinarea experimentală a caracteristicilor mecanice la funcționarea în asincron

Caracteristicile mecanice au fost determinate experimental la platforma de încercări pentru mașini electrice rotative a Uzinelor Electroputere din Craiova cu ajutorul unui dinam frînă. Au fost determinate suficient de multe puncte, pentru a putea trasa curbele cu exactitate, plecînd de la turația zero și determinînd punctele la fiecare 50 de ture.

5. Rezultatele obținute

În figurile 3—8 au fost date curbele reprezentative ale cuplului și curentului în funcție de alunecare, adică $M = F(s)$ și $I = f(s)$ pentru trei situații ale circuitului de excitație și anume : circuitul de excitație deschis, circuitul de excitație închis pe o rezistență, circuitul de excitație scurtcircuitat. Pentru fiecare din aceste situații au fost reprezentate cu linie întreruptă curbele obținute prin calcul, utilizînd pentru calculul parametrilor metoda expusă în lucrarea [8] de Nicolaide, și cu linie plină curbele obținute experimental pentru trei valori ale tensiunii de alimentare și anume :

$U = 0{,}5\ U_N = 3000$ V ; $U = 0{,}4\ U_N = 2400$ V ;

$U = 0{,}2\ U_N = 1200$ V ; $U = 0{,}133\ U_N = 800$ V.

De asemenea, în figura 3 s-a reprezentat cu linie subțire și curba cuplului calculată cu parametrii obținuți cu expresiile din lucrarea [15].

Din examinarea curbelor rezultă că la tensiuni reduse există o bună concordanță între cuplul calculat cu valorile cele mai exacte ale parametrilor nesaturați [8] și cuplul obținut experimental. La tensiuni mai mari, cuplul obținut experimental este sensibil mai mare decît acela calculat cu valorile nesaturate ale parametrilor și anume cu 30 —40 % mai mare.

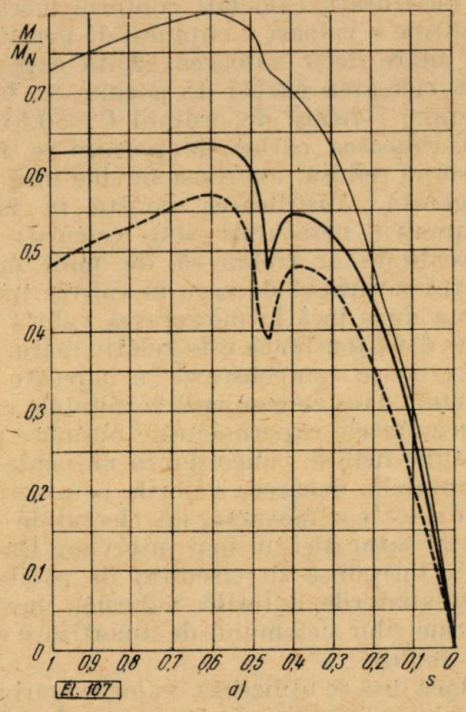
Dacă se utilizează valorile mici ale parametrilor nesaturați, calculați conform lucrării [15], se obține o valoare a cuplului de pornire relativ mai mare decît valoarea găsită experimental, dacă ridicarea curbei de pornire se face la o tensiune ridicată de ordinul $U = 0{,}5 U_N$. Dacă însă ridicarea curbei de pornire se face la o tensiune redusă, abaterea devine însă cu totul exagerată. Justificarea constă în faptul că parametrii nesaturați sînt calculați inexact, în realitate ar trebui să fie mult mai mari, efectul saturației de care în calcule nu se ține seama duce însă la micșorarea valorii parametrilor dacă tensiunea este relativ mare, astfel că abaterile se compensează în oarecare măsură. Desigur, dacă se compară rezultatele calculului cu rezultatele experimentale obținute pentru o tensiune redusă, concordanța nu poate fi deloc acceptabilă, deoarece valorile parametrilor sînt și în a est caz inexacte, iar efectul de compensare al saturației nu mai intervine. Dacă rezistența introdusă în circuitul de excitație este mică abaterile datorită valorilor inexacte ale parametrilor sistemului de amortizare sînt ceva mai reduse.

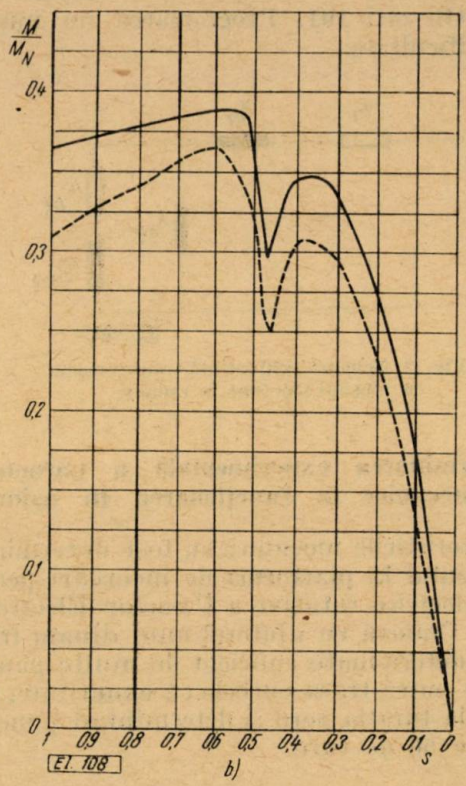
Dacă însă se utilizează valorile mari ale parametrilor nesaturați se constată o bună concordanță cu valorile obținute pentru tensiuni mici, deci cînd mașina este în realitate nesaturată. La valori mari ale tensiunii, cuplul obținut experimental poate fi cu aproximativ 40 % mai mare decît acela obținut prin calcul. Deci la tensiuni mari trebuie să se introducă în formule valorile saturate ale parametrilor. Astfel se justifică anomalia prezentă în literatură și rezultă că utilizarea în calcule a unor valori inexacte ale parametrilor trebuie în orice caz evitată.

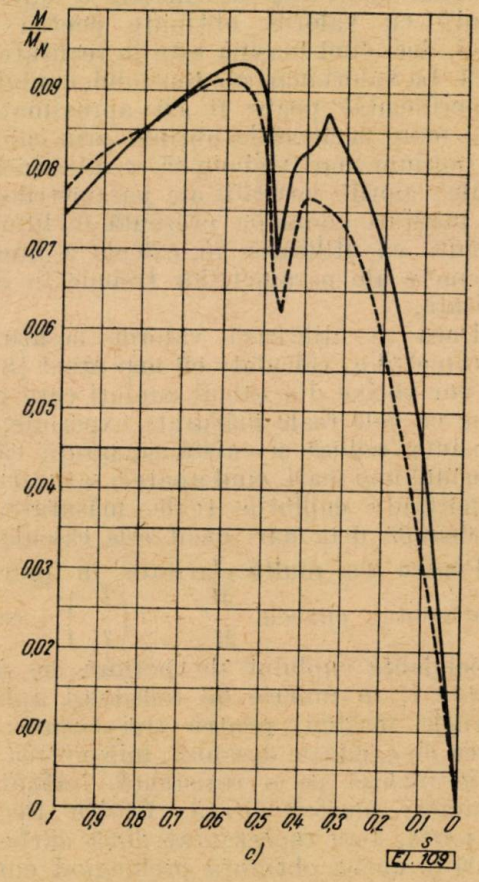
Dacă se utilizează valorile nesaturate ale parametrilor, calculate cît mai exact [8], atunci se vor obține din calcul cupluri care concordă bine cu cele reale măsurate experimental la o tensiune redusă și există siguranța că pentru tensiuni mai mari, cînd apare o saturație relativ importantă cuplurile reale, măsurate, vor fi totdeauna mai mari decît cele calculate.

Pentru mai multă claritate, în figura 9 s-au reprezentat curbele $\frac{M_p}{M_N} = f\left(\frac{U}{U_N}\right)^2$, care arată dependența cuplului de pornire în asincron, la $s = 1$, în funcție de tensiunea aplicată la bornele mașinii, pentru trei cazuri : înfășurarea de excitație deschisă, înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență, înfășurarea de excitație scurtcircuitată. Pentru fiecare caz în parte, s-au reprezentat două curbe : curba reală și curba obținută prelungind curba ridicată la tensiuni mici, admițînd proporționalitatea cuplului cu patratul tensiunii.

De asemenea se constată că valoarea cuplului la sfîrșitul pornirii deci cînd mașina ajunge aproximativ la turația de 95 % din turația de







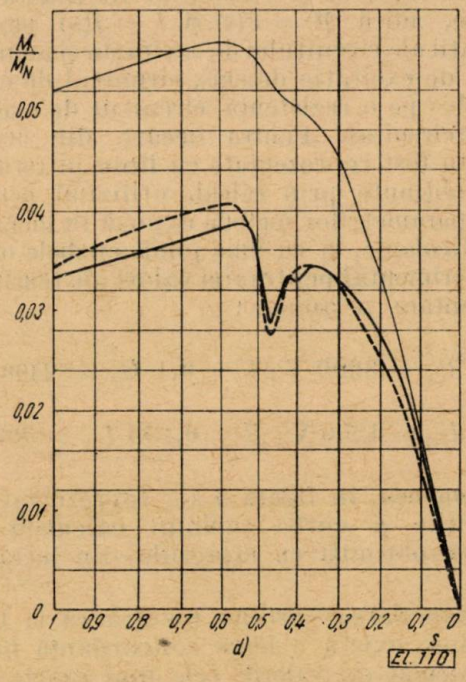


Fig. 3. Caracteristica cuplului în funcție de alunecare în cazul înfășurării de excitație deschise, determinată experimental (linie plină) și prin calcul după lucrarea [8] (linie întreruptă), respectiv după lucrarea [15] (linie subțire), pentru tensiunea de linie de: 3 000 V (fig. 3 a); 2 400 V (fig. 3 b); 1 200 V (fig. 3 c); 800 V (fig. 3 d).

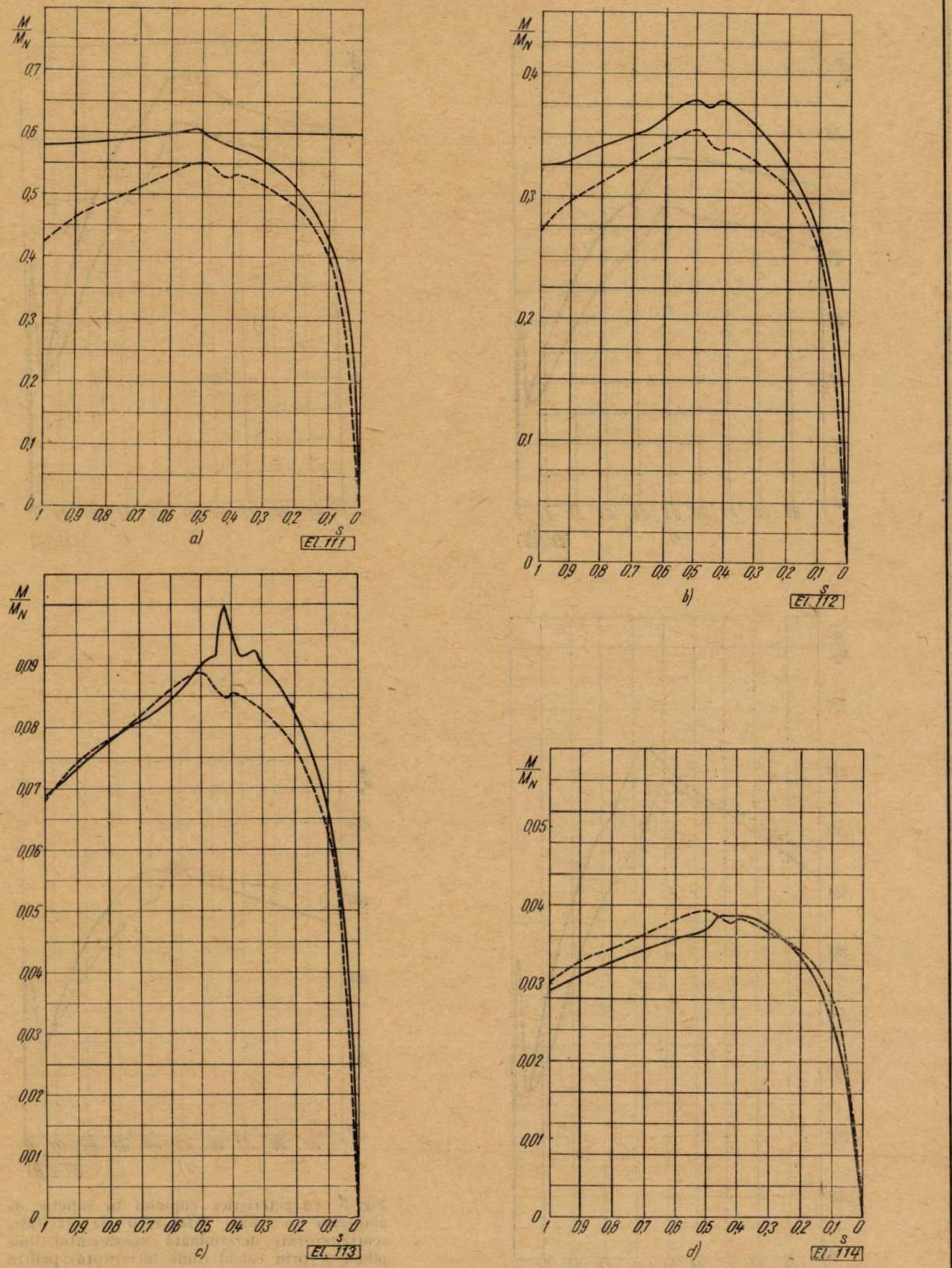
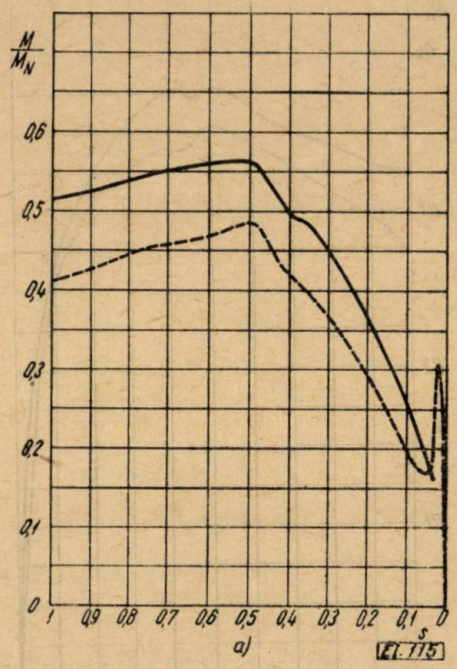
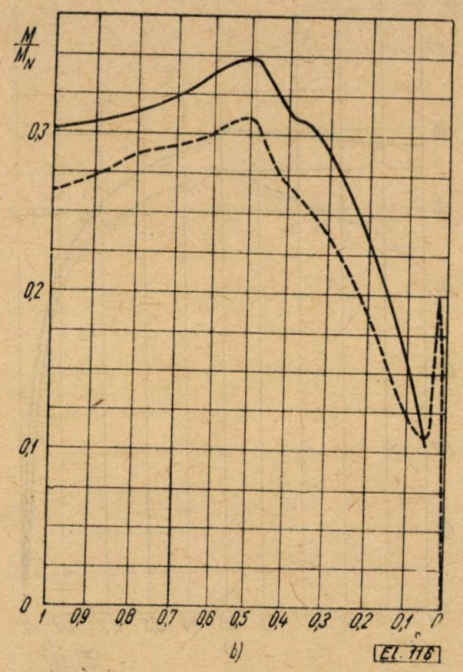
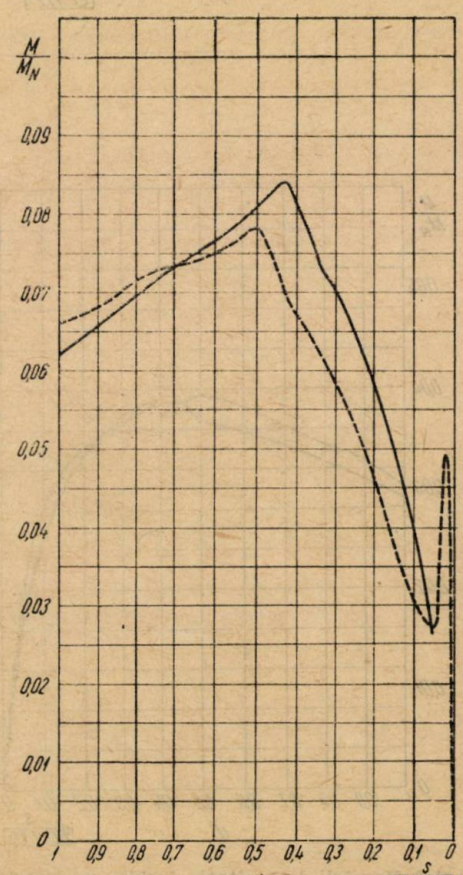


Fig. 4. Caracteristica cuplului în funcție de alunecare în cazul înfășurării de excitație închise pe o rezistență, determinată experimental (linie plină) și prin calcul (linie întreruptă), pentru tensiunea de linie de: 3 000 V (fig. 4 a); 2 400 V (fig. 4 b); 1 200 V (fig. 4 c); 800 V (fig. 4 d).







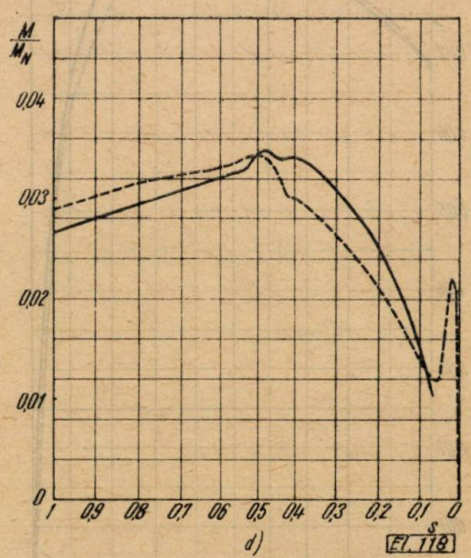


Fig. 5. Caracteristica cuplului în funcție de alunecare în cazul înfășurării de excitație scurtcircuitate, determinată experimental (linie plină) și prin calcul (linie întreruptă), pentru tensiunea de linie de: 3 000 V (fig. 5 a); 2 400 V (fig. 5 b); 1 200 V (fig. 5 c); 800 V (fig. 5 d).

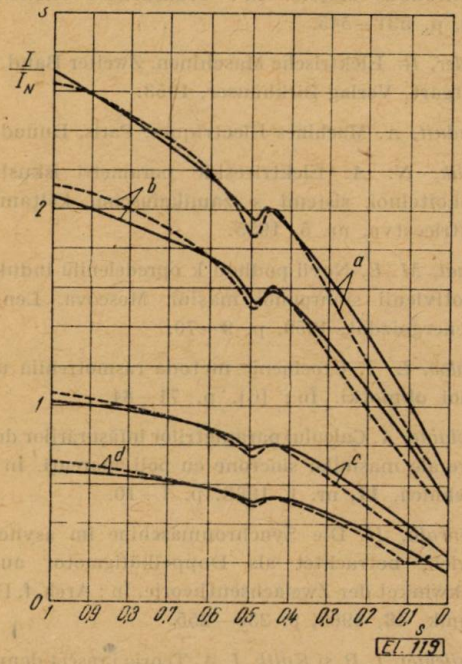


Fig. 6. Caracteristica curentului în funcție de alunecare în cazul înfășurării de excitație deschise, determinată experimental (linie plină) și prin calcul (linie întreruptă), pentru tensiunea de linie de 3 000 V (curbele *a*); 2 400 V (curbele *b*); 1 200 V (curbele *c*); 800 V (curbele *d*).

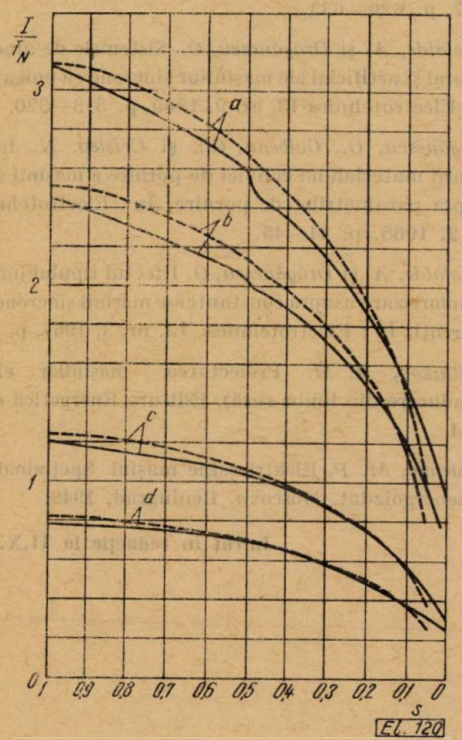
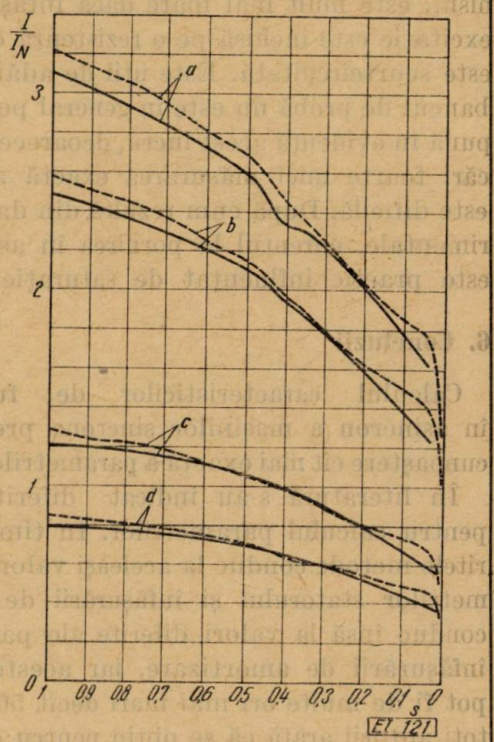


Fig. 7. Caracteristica curentului în funcție de alunecare în cazul înfășurării de excitație închise pe o rezistență, determinată experimental (linie plină) și prin calcul (linie întreruptă), pentru tensiunea de linie de: 3000 V (curbele *a*); 2 400 V (curbele *b*); 1 200 V (curbele *c*); 800 V (curbele *d*).

Fig. 8. Caracteristica curentului în funcție de alunecare în cazul înfășurării de excitație scurtcircuitate, determinată experimental (linie plină) și prin calcul (linie întreruptă) pentru tensiunea de linie de: 3 000 V (curbele *a*); 2 400 V (curbele *b*); 1 200 V (curbele *c*); 800 V (curbele *d*).



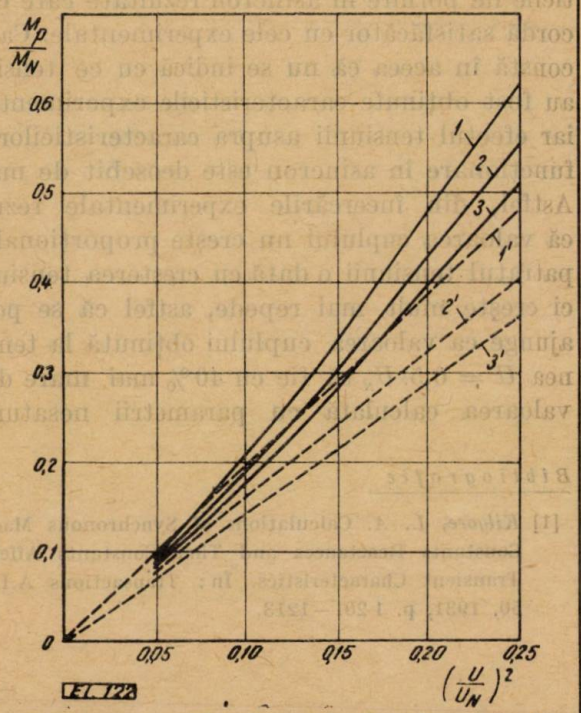


Fig. 9. Curba cuplului de pornire în asincron ($s=1$) în funcție de tensiunea de linie aplicată la bornele mașinii pentru trei situații ale înfășurării de excitație: deschisă (curbele *1*, *1'*); închisă pe o rezistență (curbele *2*, *2'*); scurtcircuitată (curbele *3*, *3'*). Curbele notate cu numere fără accent reprezintă curbele reale, determinate experimental, iar cele notate cu numere cu accent reprezintă curbele obținute admițînd proporționalitatea cuplului cu patratul tensiunii și prelungind curba obținută la tensiuni mici.

sincronism, denumit cuplu de intrare în sincronism, este mult mai mare dacă înfășurarea de excitație este închisă pe o rezistență decît dacă este scurtcircuitată. Este util de adăugat că la bancul de probă nu este în general posibil să se pună în evidență acest lucru, deoarece, la alunecări foarte mici măsurarea exactă a cuplului este dificilă. După cum rezultă din datele experimentale, curentul la pornirea în asincron nu este practic influențat de saturație.

6. Concluzii

Calculul caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinilor sincrone presupune o cunoaștere cît mai exactă a parametrilor mașinii.

În literatură s-au indicat diferite metode pentru calculul parametrilor. În timp ce diferitele metode conduc la aceleași valori ale parametrilor statorului și înfășurării de excitație, conduc însă la valori diferite ale parametrilor înfășurării de amortizare, iar aceste diferențe pot fi de multe ori mai mari decît 50%. Totuși toți autorii arată că se obțin pentru caracteristicile de pornire în asincron rezultate care concordă satisfăcător cu cele experimentale. Cauza constă în aceea că nu se indică cu ce tensiuni au fost obținute caracteristicile experimentale, iar efectul tensiunii asupra caracteristicilor de funcționare în asincron este deosebit de mare. Astfel, din încercările experimentale rezultă că valoarea cuplului nu crește proporțional cu patratul tensiunii o dată cu creșterea tensiunii, ci crește mult mai repede, astfel că se poate ajunge ca valoarea cuplului obținută la tensiunea $U = 0{,}5\ U_N$ să fie cu 40% mai mare decît valoarea calculată cu parametrii nesaturați.

Bibliografie

[1] *Kilgore, L. A.* Calculations of Synchronous Machine Constants Reactances and Time Constants Affecting Transient Characteristics. În: Transactions A.I.E.E. 50, 1931, p. 1 201—1213.

[2] *Linville, T. M.* Starting Performance of Salient Pole Synchronous Motors. În: Transactions A.I.E.E. **49**, 1930, p. 531—545.

[3] *Richter, R.* Elektrische Maschinen. Zweiter Band. Basel, Stuttgart, Verlag Birkhäuser, 1953.

[4] *Mauduit, A.* Machines Électriques. Paris, Dunod, 1931.

[5] *Poliak, N. A.* Elektriceskie parametrî iskustvennoi uspokoitelnoi sistemî s zamîkaiușcimi kolțami. În: Elektricestvo, nr. 5, 1955.

[6] *Talaat, M. E.* Novîi podhod k opredeleniiu induktivnîh soprotivlenii sinhronnoi mașinî. Moscova, Leningrad, Gosenergoizdat, 1959, p. 9—70.

[7] *Talalov, L. I.* Utocinenie metoda rasmotreniia uspokoitelnoi obmotki. În: [6], p. 71—84.

[8] *Nicolaide, A.* Calculul parametrilor înfășurărilor de amortizare ale mașinilor sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica, **11**, nr. 1, 1963, p. 1—10.

[9] *Kleinrath, H.* Die Synchronmaschine im asynchronen Betrieb, betrachtet als Doppelkäfigmotor aus dem Blickwinkel der Zweiachsentheorie. În: Arch. f. Elektrotechnik, **48**, 1963, p. 236—255.

[10] *Danilevici, I. B.* și *Kulik, I. A.* Teoria i rascet dempfernîh obmotok sinhronnîh mașin. Moscova, Leningrad, Izdatelstvo Akademii Nauk S.S.S.R., 1962.

[11] *Keil, F.* Zur Berechnung des asynchronen Anlaufs von Schenkelpol-Synchronmaschinen mit Anlaufkäfig. In: Elektrotechnische Zeitschrift (ETZ—A), Bd. **88**, H. 25, 1967, p. 629—633.

[12] *Nicolaide, A.* și *Drăgănescu, O.* Sistemele de amortizare natural și artificial ale mașinilor sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica **13**, nr. 9, 1965, p. 313—320.

[13] *Drăgănescu, O., Galbenu, Gh.* și *Cristea, N.* Influența naturii materialului coliviei de pornire a mașinii sincrone asupra parametrilor de pornire. În: Electrotehnica **13**, nr. 2, 1965, p. 41—45.

[14] *Nicolaide, A.* și *Drăgănescu, O.* Efectul tipului înfășurării de amortizare asupra constantelor mașinii sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica, **13**, nr. 3, 1967, p. 93—99.

[15] *Postnikov, I. M.* Proiectarea mașinilor electrice. (Traducere din limba rusă). Editura Energetică de Stat, 1954.

[16] *Kostenko, M. P.* Elektriceskie mașinî. Spețialnaia ciast. Gosenergoizdat, Moscova, Leningrad, 1949.

Intrat în redacție la 11.X.1969

Cu privire la determinarea parametrilor interni ai mașinii sincrone

POMPILIU OPRIȘAN* — București

CZ 621.313.32.011.3 : 621.317.334.014.33

Studiul comportării mașinii sincrone în diverse regimuri de funcționare necesită cunoașterea unui număr relativ mare de parametri a căror determinare este legată de dificultăți, în general cunoscute. Încercarea depășirii acestor dificultăți a dus la apariția a numeroase metode de determinare a parametrilor, fiecare metodă fiind aplicată în anumite condiții de stare a mașinii, ceea ce explică de altfel prezența limitărilor proprii alături de avantajele reale.

În ultimul timp, pentru analiza proceselor fizice din mașina sincronă și stabilirea parametrilor care le caracterizează, s-a impus tot mai mult ideia utilizării caracteristicilor de frecvență. Ridicarea directă a acestora este legată însă de o serie de inconveniente dintre care dificultatea separării parametrilor după axele *d* și *q* la mașinile cu rotor nesimetric și menținerea constantă a alunecărilor mici sînt dintre cele mai însemnate [1].

Pentru evitarea acestor neajunsuri s-a propus ridicarea caracteristicilor de frecvență pe baza unor determinări statice care constau în analizarea proceselor tranzitorii din mașină provocate de variația curentului din circuitul indusului cînd rotorul este fix, [1], [4], [9]. Propunerea este justificată de analogia existentă între totalitatea proceselor care au loc în mașină la funcționarea în regim asincron și procesele care apar în regimul tranzitoriu amintit.

Pornindu-se tot de la determinări statice în [6] se propune stabilirea parametrilor interni ai mașinii sincrone, prin măsurarea răspunsului tranzitoriu de curent la variația în treaptă a tensiunii de alimentare a circuitelor statorului. Se determină sau se aproximează constantele de timp proprii circuitelor interne ale mașinii stabilindu-se în final expresiile reactanțelor operaționale. Dezavantajul metodei constă, în primul rînd, în necesitatea determinării unui mare număr de constante de timp, operație dificilă și nu lipsită de riscuri în stabilirea unor rezultate precise, iar în al doilea rînd, în acceptarea inițială a unor scheme simplificate, considerîndu-se două circuite cuplate în axa transversală și trei circuite în axa longitudinală, fără a se lua în considerare și miezul magnetic al rotorului.

Încercîndu-se depășirea acestor dificultăți și dezavantaje, în lucrarea de față se prezintă posibilitatea determinării parametrilor interni ai mașinii sincrone pe o cale nouă, simplificată.

Se stabilesc direct expresiile reactanțelor operaționale după cele două axe, evitîndu-se determinarea individuală a constantelor de timp care intervin. Relațiile obținute permit separarea parametrilor circuitelor interne.

1. Stabilirea expresiilor reactanțelor operaționale

1.1. Expresiile reactanțelor operaționale, întîlnite frecvent în literatura de specialitate [1], [2], [6], [9], stabilite pe baza schemelor echivalente simplificate ale mașinii, sînt următoarele :

$$X_d(p) = X_d \frac{T_d' T_d'' p^2 + (T_d' + T_D')p + 1}{T_{d0} T_{d0}'' p^2 + (T_{d0} + T_D)p + 1} \quad (1)$$

$$X_q(p) = X_q \frac{T_Q' p + 1}{T_Q p + 1} \quad (2)$$

notațiile fiind cele utilizate curent în teoria mașinii sincrone.

Aplicarea concretă a relațiilor (1) și (2) la calculul regimurilor dinamice necesită cunoașterea tuturor constantelor de timp care intervin. Dacă mașina este deja executată determinarea acestora trebuie făcută experimental, ceea ce reprezintă un inconvenient al metodei, deoarece separarea individuală a constantelor de timp necesită un număr relativ mare de determinări experimentale.

Încercîndu-se depășirea acestor dificultăți, reactanțele operaționale au fost stabilite pe o cale nouă, evitîndu-se determinarea individuală a constantelor de timp care pot fi ulterior separate din expresia finală (a reactanței) în care apar sub formă implicită.

Avantajul deosebit al metodei, prezentată în cele ce urmează, constă în simplitatea sa și numărul minim de experimentări necesare.

1.2. Prin definiție reactanța operațională este

$$X(p) = \omega L(p), \quad (3)$$

ω reprezentînd pulsația sincronă iar $L(p)$ inductivitatea operațională cu expresia

$$L(p) = \frac{\tilde{\Psi} - \Psi_0}{\tilde{i} - I_0}, \quad (4)$$

* Dr. ing. *P. Oprișan* este cercetător principal la Institutul de energetică al Academiei R. S. România.

$\tilde{\Psi}$ și $\tilde{\imath}$ fiind transformatele fluxului și curentului, iar Ψ_0 și I_0 valorile celor două mărimi corespunzătoare momentului inițial.

Se consideră regimurile experimentale prezentate în figura A—1 (anexa 1) care permite analiza proceselor tranzitorii provocate în mașină prin variația curentului continuu în înfășurarea indusului, rotorul fiind în stare de repaus.

Ecuațiile diferențiale ale tensiunilor la bornele circuitelor din axa d în momentul închiderii întrerupătorului și deci scurtcircuitării indusului, figura A—1a, sînt următoarele:

$$\begin{aligned} 0 &= r_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M_{fd} \frac{di_f}{dt} + M_{Dd} \frac{di_D}{dt} \\ 0 &= M_{df} \frac{di_d}{dt} + r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + M_{Df} \frac{di_D}{dt} \\ 0 &= M_{dD} \frac{di_d}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} + r_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt}. \end{aligned} \tag{5}$$

Aplicîndu-se transformata Carson sistemului (5) se obține:

$$\begin{aligned} pL_D I_{d0} &= (r_d + pL_d)\tilde{\imath}_d + pM_{fd}\tilde{\imath}_f + pM_{Dd}\tilde{\imath}_D \\ pM_{df} I_{d0} &= pM_{df}\tilde{\imath}_d + (r_f + pL_f)\tilde{\imath}_f + pM_{Df}\tilde{\imath}_D \\ pM_{dD} I_{d0} &= pM_{dD}\tilde{\imath}_d + pM_{fD}\tilde{\imath}_f + (r_D + pL_L)\tilde{\imath}_D. \end{aligned} \tag{6}$$

Deoarece în momentul scurtcircuitării ($t = 0$) $i_d(t) = I_{d0}$, iar $i_f(t) = i_D(t) = 0$, în sistemul de ecuații rezultat nu vor apare I_{f0} și I_{D0} valorile lor fiind nule.

Din (6) rezultă expresia lui $\tilde{\imath}_d$:

$$\tilde{\imath}_d = \frac{\Delta - r_d(r_f + pL_f)(r_D + pL_D) + r_D p^2 M_{Df} M_{fD}}{\Delta} I_{d0} \tag{7}$$

Δ fiind determinantul sistemului considerat.

Analog se determină și expresiile curenților $\tilde{\imath}_f$ și $\tilde{\imath}_D$.

Aplicînd transformata Carson ecuației generale a fluxurilor în axa longitudinală se obține:

$$\tilde{\Psi}_d - \psi_{d0} = L_d(\tilde{\imath}_d - I_{d0}) + M_{fd}\tilde{\imath}_f + M_{Dd}\tilde{\imath}_D. \tag{8}$$

Introducînd în (8), pentru $\tilde{\imath}_d - I_{d0}$, expresia determinată din (7), iar pentru $\tilde{\imath}_f$ și $\tilde{\imath}_0$ relațiile deduse din (6), rezultă în final egalitatea:

$$\tilde{\Psi}_d - \psi_{d0} = -\frac{r_d \tilde{\imath}_d}{p} \tag{9}$$

și cu aceasta, expresia inductivității operaționale devine:

$$L_d(p) = \frac{r_d \tilde{\imath}_d}{p(I_{d0} - \tilde{\imath}_d)}. \tag{10}$$

Reactanța operațională în axa longitudinală va fi prin urmare:

$$X_d(p) = \omega r_d \frac{\tilde{\imath}_d}{p(I_{d0} - \tilde{\imath}_d)}. \tag{11}$$

La același rezultat se ajunge pe cale simplificată și anume considerînd ecuația tensiunii induse în circuitul statorului la variația fluxului în axa respectivă după scurtcircuitarea bornelor alimentate:

$$\frac{d\psi_d}{dt} + r_d i_d = 0. \tag{12}$$

Imaginea Carson a ecuației (12) este

$$p(\tilde{\psi}_d - \psi_{d0}) + r_d \tilde{\imath}_d = 0 \tag{13}$$

identică cu relația (9), rezultînd prin urmare direct inductivitatea $L(p)$.

1.3. Procedînd analog se determină expresia reactanței operaționale după axa transversală. În acest caz se consideră regimul experimental prezentat în figura A—1b. Se obține în final expresia:

$$X_q(p) = \omega r_q \frac{\tilde{\imath}_q}{p(I_{q0} - \tilde{\imath}_q)}. \tag{14}$$

1.4. Relațiile (11) și (14) exprimă dependența directă a reactanțelor operaționale de procesele tranzitorii din mașină la desfășurarea cărora participă circuitele cuplate din axa respectivă în totalitatea lor, renunțîndu-se astfel la acceptarea inițială a unor scheme echivalente simplificate, așa cum se procedează în cazul relațiilor (1) și (2). Adăugînd acestei calități simplitatea și numărul redus al determinărilor experimentale necesare (vezi anexa) se trag concluzii evidente asupra avantajelor utilizării expresiilor (11) și (14) la calculul proceselor complexe din mașina sincronă.

1.5. Analiza în planul semilogaritmic a oscilogramelor curenților $i_d(t)$ și $i_q(t)$ permite stabilirea expresiilor acestora sub următoarea formă:

$$i_d = I_{d1} e^{-t/T_{d1}} + I_{d2} e^{-t/T_{d2}} + I_{d3} e^{-t/T_{d3}} + \dots \tag{15}$$

$$i_q = I_{q1} e^{-t/T_{q1}} + I_{q2} e^{-t/T_{q2}} + I_{q3} e^{-t/T_{q3}} + \dots \tag{16}$$

numărul componentelor rezultate nefiind limitat prin ipoteze simplificatoare.

Avînd expresiile analitice ale curenților se obțin imaginile acestora, în urma aplicării transformatei Carson.

$$\tilde{\imath}_d = pI_{d0}\left(\frac{a_1}{p+\alpha_1} + \frac{a_2}{p+\alpha_2} + \frac{a_3}{p+\alpha_3} + \dots\right) \tag{17}$$

$$\tilde{\imath}_q = pI_{q0}\left(\frac{b_1}{p+\beta_1} + \frac{b_2}{p+\beta_2} + \frac{b_3}{p+\beta_3} + \dots\right) \tag{18}$$

în care I_{d0} și I_{q0} sînt valorile curenților $i_d(t)$ și $i_q(t)$ la $t = 0$ iar $a_1, a_2, a_3 \dots$ și $b_1, b_2, b_3 \dots$ reprezintă valorile inițiale ale componentelor rezultate raportate la curenții I_{d0} și I_{q0}. Coeficienții determinați trebuie să satisfacă condiția:

$$\begin{aligned} a_1 + a_2 + a_3 &= 1 \\ b_1 + b_2 + b_3 &= 1. \end{aligned} \tag{19}$$

În (17) și (18) prin α și β s-au notat rapoartele $1/T_d$ și $1/T_q$.

Introducînd relațiile (17) și (18) în (11) și respectiv (14), se obțin expresiile reactanțelor operaționale

$$X_d(p) = \omega r_d \frac{N_d(p)}{n_d(p)} \tag{20}$$

$$X_q(p) = \omega r_q \frac{N_q(p)}{n_q(p)}, \tag{21}$$

în care gradul polinoamelor de la numărător și numitor depinde de numărul componentelor exponențiale ale curenților $i_d(t)$ și $i_q(t)$.

1.6. Fiind stabilite expresiile reactanțelor operaționale, acestea permit determinarea următorilor parametri ai mașinii:

– reactanțele sincrone în axele respective pentru $p = 0$

$$X_d = X_d(p)_{p=0} = \omega r_d \frac{N_d(0)}{n_d(0)}$$
$$X_q = X_q(p)_{p=0} = \omega r_q \frac{N_q(0)}{n_q(0)}; \tag{22}$$

– reactanțele supratranzitorii pentru $p = \infty$

$$X_d'' = X_d(p)_{p=\infty} = \omega r_d \frac{N_d(\infty)}{n_d(\infty)}$$
$$X_q'' = X_q(p)_{p=\infty} = \omega r_q \frac{N_q(\infty)}{n_q(\infty)}; \tag{23}$$

– reactanțele de pendulare $X_{d,\nu}$ și $X_{q,\nu}$ corespunzătoare armonicilor curenților i_d și i_q în regim de pendulații întreținute, substituind p cu $j\nu s$, s fiind raportul dintre pulsația de pendulare și pulsația sincronă;

– reactanțele mutuale operaționale $X_a(p)$ potrivit relațiilor

$$X_{ad}(p) = X_d(p) - X_\sigma$$
$$X_{aq}(p) = X_q(p) - X_\sigma \tag{24}$$

x_σ reprezentînd reactanța de scăpări a indusului.

2. Determinarea reactanțelor rezistențelor și constantelor de timp proprii circuitelor interne

2.1. Pe baza expresiei reactanței mutuale operaționale pot fi stabiliți parametrii circuitelor interne din axa respectivă.

Cunoașterea acestor parametri înlesnește întocmirea modelului analogic al mașinii și permite studierea comportării sale în diverse regimuri de funcționare cu ajutorul calculatoarelor electronice.

Avînd expresia reactanței mutuale operaționale sub forma raportului a două polinoame:

$$X_a(p) = \frac{f_1(p)}{f_2(p)}, \tag{25}$$

parametrii circuitelor interne rezultă prin descompunerea în fracții simple a raportului $1/X_a(p)$ și determinarea constantelor care intervin. Se obține:

$$\frac{1}{X_a(p)} = \frac{f_2(p)}{f_1(p)} = A_0 + \sum_{k=1}^{n} A_k \frac{p}{p - p_k} \tag{26}$$

în care

$$A_0 = \frac{f_2(0)}{f_1(0)}; \quad A_k = \frac{f_2(p_k)}{p_k f_1'(p_k)}. \tag{27}$$

Termenul liber A_0 reprezintă inversul reactanței mutuale sincrone, sau $X_a = 1/A_0$, pentru condiția $p = 0$, iar inversul coeficienților A_k reprezintă reactanțele de dispersie a celor k circuite cuplate în paralel cu reactanța mutuală, sau $X_{\sigma k} = 1/A_k$. Rezistențele ohmice ale circuitelor respective se determină pe baza raportului $\frac{|p_k|}{A_k} = r_k$, p_k fiind negativ și reprezentînd rădăcinile ecuației $f_1(p) = 0$.

Expresia (26) se mai poate scrie deci:

$$\frac{1}{X_a(p)} = A_0 + \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\frac{1}{A_k} - \frac{p_k}{pA_k}} = \frac{1}{X_a} + \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{X_{\sigma k} + r_k}, \tag{28}$$

ceea ce denotă că „reactanța operațională" reprezintă în realitate o „impedanță operațională" întrucît conține atît reactanțele propriu-zise cît și rezistențele ohmice ale circuitelor cuplate.

Se obține astfel schema echivalentă a circuitelor după fiecare axă a mașinii în care numărul circuitelor nu mai apare arbitrar ci ca rezultat al analizei proceselor tranzitorii reale din mașină, figura 1.

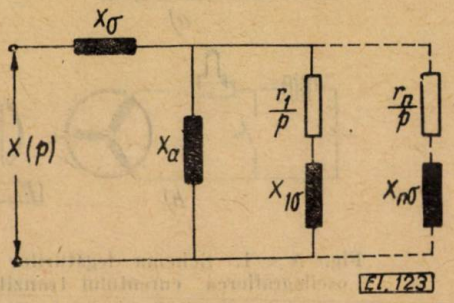


Fig. 1. Schema echivalentă a mașinii rezultată din analiza proceselor tranzitorii.

3. Concluzii

Metoda răspunsului tranzitoriu în curent folosită la determinarea parametrilor interni ai mașinii sincrone are următoarele avantaje:

– permite determinarea tuturor parametrilor care intervin în sistemul de ecuații Park pe baza căruia se întemeiază studiul mașinii sincrone;

— poate fi aplicată oricărei mașini sincrone, indiferent de puterea acesteia;

— nu prezintă nici un pericol pentru mașina experimentată;

— reprezintă o sinteză a metodelor statice și dinamice cunoscute, a căror aplicare este legată de dificultăți cu atît mai mari cu cît crește puterea pe unitate (cazul scurtcircuitului trifazat brusc);

— permite realizarea modelelor matematic și analogic necesare rezolvării cu ajutorul calculatoarelor electronice a problemelor legate de funcționarea mașinii sincrone în diverse regimuri.

Expresiile stabilite (11) și (14), permit determinarea reactanțelor operaționale pe o cale simplificată, necesită un număr minim de determinări experimentale și renunță la acceptarea inițială a unor scheme echivalente ai căror parametri sînt în parte aproximați, ceea ce se traduce prin limitarea, în special, a influenței coliviei de amortizare. Comparîndu-se cu celelalte metode de determinare a parametrilor mașinii sincrone, metoda răspunsului tranzitoriu în curent permite determinarea unui număr sporit de parametri ceea ce reprezintă un avantaj în plus și deschide largi perspective de generalizare și aplicare în măsurători curente

ANEXĂ

A—1. Latura experimentală a metodei, prezentată principial în figurile A—1a, b, constă în următoarele:

— se alimentează cu o tensiune continuă două faze ale indusului legate în serie, bobinajul de excitație fiind scurtcircuitat iar inductorul în stare de repaus, într-o poziție astfel fixată încît axa longitudinală să coincidă cu axa cîmpului creat de înfășurarea alimentată (figura A—1 a);

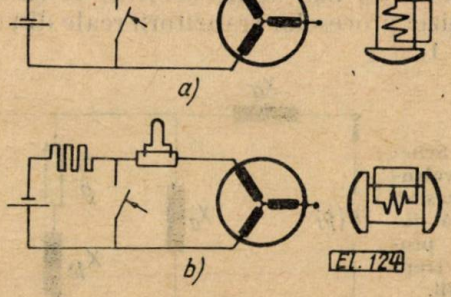


Fig. A — 1. Schema legăturilor pentru oscilografierea curentului tranzitoriu:
a — în axa longitudinală; *b* — în axa transversală.

— se oscilografiază variația curentului prin înfășurare la scurtcircuitarea bornelor indusului obținîndu-se curba $i_d(t)$ (figura A—2).

Pentru oscilografierea variației curentului în axa transversală se stabilește poziția inductorului astfel încît axa q să coincidă acum cu axa cîmpului înfășurării alimentate, circuitul de excitație putînd fi deschis sau scurtcircuitat încît nu participă la desfășurarea proceselor în axa respectivă, figura A—1b. Oscilograma obținută reprezintă caracteristica $i_q(t)$ (fig. A—2).

În timpul experimentărilor trebuie luate precauții deosebite. În primul rînd o importanță hotărîtoare o prezintă stabilirea cu precizie a poziției inductorului în vederea oscilografierii curenților $i_d(t)$ și $i_q(t)$ întrucît poziția sa determină modul de desfășurare a proceselor tranzitorii după cele două axe. Rezistența de contact a întreruptorului de manevră

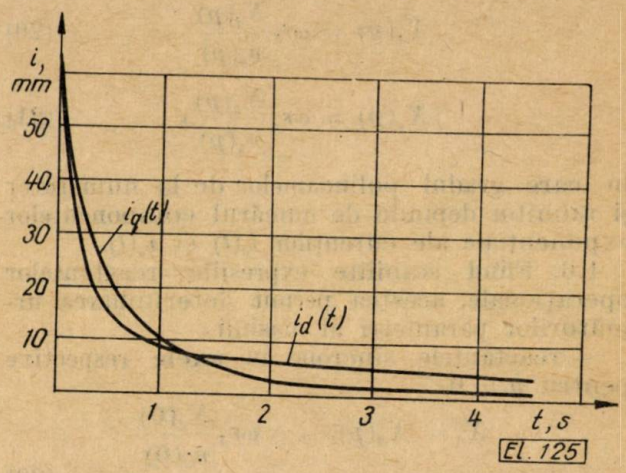


Fig. A—2. Curbele de variație a curenților tranzitorii $i_d(t)$ și $i_q(t)$.

să fie cît mai mică posibil pentru evitarea aplicării unei diferențe de potențial circuitului examinat la scurtcircuitarea acestuia. Se elimină astfel complicațiile suplimentare la prelucrarea oscilogramelor și erorile provenite din neconcordanța condițiilor limită impuse de determinarea parametrilor.

Determinarea rezistenței ohmice a circuitului examinat este indicat să se facă printr-o măsurare precisă și rapidă considerîndu-se $r_d = r_a + \frac{\Delta r}{2}$ și respectiv $r_q = r_a + \frac{\Delta r}{2}$, r_a reprezentînd rezistența ohmică pe fază a indusului iar Δr rezistența circuitului exterior.

A—2. Analiza oscilogramei curentului $i_d(t)$ transpusă în planul semilogaritmic este prezentată în figura A—3.

Pe baza analizei se stabilesc toți parametrii care intervin în ecuația (15) și respectiv (17), rezultînd expresia reactanței operaționale:

$$X_d(p) = 0{,}0029 \frac{p^2 + 0{,}07648\ p + 0{,}00029543}{0{,}01998\ p^2 + 0{,}00107097\ p + 0{,}00000134} \tag{A.1}$$

care poate fi pusă sub formă mai convenabilă pentru calcul dînd factor comun raportul termenilor liberi:

$$X_d(p) = 0{,}64 \frac{3390\ p^2 + 259\ p + 1}{14900\ p^2 + 800\ p + 1}. \tag{A.2}$$

Procedînd analog se obține expresia reactanței operaționale în axa transversală:

$$X_q(p) = 0{,}444 \frac{933\ p^2 + 85{,}4\ p + 1}{2605\ p^2 + 128\ p + 1}. \tag{A.3}$$

Reactanțele sincrone în axele respective, conform relațiilor (22) sînt:

$$X_d = X_d(p)_{p=0} = 0{,}64; \qquad X_q = X_q(p)_{p=0} = 0{,}444, \tag{A.4}$$

iar reactanțele supratranzitorii, potrivit relațiilor (23):

$$X''_d = X_d(p)_{p=\infty} = 0{,}145; \qquad X''_q = X_q(p)_{p=\infty} = 0{,}159. \tag{A.5}$$

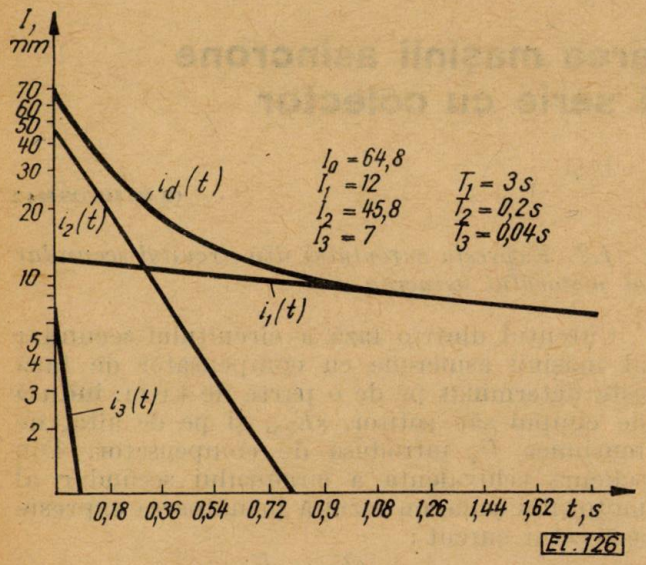


Fig. A—3. Analiza procesului tranzitoriu efectuată prin transpunerea curbei de variație a curentului $i_d(t)$ în planul semilogaritmic.

În tabela 1 se prezintă comparativ rezultatele obținute la determinarea parametrilor interni ai mașinii sincrone prin mai multe metode.

Tabela 1

Metoda	X_d	X_q	X_d''	X_q''
Răspuns tranzitoriu în curent	0,64	0,444	0,145	0,159
Alimentare trifazată cu alunecare	0,684	0,474		
Alimentare monofazată în repaus			0,154	0,167

Rezultă o bună concordanță, valorile oținute pentru fiecare parametru fiind apropiate.

A.3. În cazul mașinii sincrone examinate, pe baza relațiilor (24), pentru $X\sigma = 0,1$, rezultă următoarele reactanțe mutuale operaționale:

$$X_{ad}(p) = \frac{680\ p^2 + 86\ p + 0,54}{14\,900\ p^2 + 800\ p + 1}, \qquad (A.6)$$

$$X_{aq}(p) = \frac{153,5\ p^2 + 25\ p + 0,344}{2605\ p^2 + 128\ p + 1}. \qquad (A.7)$$

Aplicînd relațiile (27) s-au obținut constantele și coeficienții trecuți în tabela 2, pe baza cărora s-au calculat parametrii circuitelor din schemele echivalente (tabela 3).

Tabela 2

	p_1	p_2	A_0	A_1	A_2
axa d	−0,00662	−0,12	1,852	7,15	9,1
axa q	−0,0153	−0,1474	2,91	1,126	6,85

Tabela 3

	X_a	$X_{1\sigma}$	$X_{2\sigma}$	r_1	r_2
axa d	0,54	0,14	0,11	0,000927	0,01316
axa q	0,344	0,888	0,146	0,0136	0,0215

Rezistențele și reactanțele sînt exprimate în unități relative și raportate la circuitul indusului.

Parametrii determinați astfel aparțin, conform schemelor echivalente din figura 1, circuitului de excitație (f), $X_{1\sigma d} = X_{\sigma f}$, $r_{1d} = r_f$ și respectiv circuitelor de amortizare după cele două axe, (D, Q).

Identificrea parametrilor se face simplu, fiind suficientă separarea parametrilor circuitului de excitație, caracterizat printr-o constantă de timp relativ mare în comparație cu celelalte circuite din schema echivalentă:

$$T_f = T_{d0} = \frac{X_{ad} + X_{\sigma f}}{r_{1d}} = \frac{0,54 + 0,14}{0,000927} = 733 \text{ u.r} \rightarrow 2,34 \text{ s} \qquad (A.8)$$

în timp ce pentru circuitul de amortizare se obține:

$$T_D = \frac{X_{ad} + X_{\sigma D}}{r_D} = \frac{0,54 + 0,11}{0,01316} = 49,5 \text{ u.r.} \rightarrow 0,157 \text{ s}, \qquad (A.9)$$

în care $X_{\sigma D} = X_{2\sigma d}$ și $r_D = r_{2d}$.

În axa transversală, în lipsa circuitului de excitație, a fost posibilă separarea a două circuite de amortizare, unul corespunzînd miezului feromagnetic al rotorului caracterizat prin parametrii $X_{1\sigma q}$ și r_{1q} iar cel de al doilea corespunzînd sistemului de bare amortizoare caracterizat prin parametrii $X_{\sigma Q} = X_{2\sigma q}$, $r_Q = r_{2q}$.

A. 4. Parametrii mașinii sincrone experimentate:

$$P = 12 \text{ kW}, \text{ U} = 380 \text{ V}, n = 1\,000 \text{ rot/min}.$$

Mașina servește modelizării generatoarelor sincrone de mare putere în vederea studierii comportării acestora în regimuri electrodinamice variabile.

Bibliografie

[1] *Danilevici, Ia. B., Dombrovski, V. V.* și *Kazovski, E. Ia.* Parametrii mașinilor de curent alternativ. București, Editura tehnică, 1968.

[2] *Bălă, C.* Cu privire la impedanța de pendulare a mașinii sincrone. În: Studii și cercetări de energetică, nr. 3, 1961, p. 567—579.

[3] *Wood, A. I.* An analysis of solid rotor machines. Operational Impedances and equivalent circuits: În: Power Apparatus and Systems, nr. 46, 1960, p. 1 657—1 665.

[4] *Kostenko, M. P., Kazovski E. Ia., Volkov, A. M.* și *Pan Tzi.* Metodika opredelenia ciastotnîh harakteristik mașinî peremenogo toka. În: Elektricestvo, nr. 12, 1962.

[5] *Bălă, C.* și *Oprișan, P.* Umdamped oscillations of synchronous machine: În: Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotechn. et Energ., tom. **11**, nr. 2, 1966, p. 167—181.

[6] *Pawluk, M. K.* Méthode statique de mesure des constantes de temps et de réactances d'une machine synchrone. În: Rev. Générale de l'Electricité, tom. **71**, nr. 6, 1962, p. 303—312.

[7] *Andronescu, P.* Aplicarea calculului operațional în studiul circuitelor electrice. București, Editura tehnică, 1957.

[8] *Jerva, G. K.* Încercările industriale ale mașinilor electrice. București, Editura tehnică, 1961.

[9] *Kazovski, E. Ia.* Perehodnie proțessî v elektriceskih mașinah peremennogo toka. Moscova-Leningrad, Iz. Akademii Nauk S.S.S.R., 1962.

Intrat în redacție la 15.X.1969

Unele observații privind funcționarea mașinii asincrone în cascadă cu o mașină trifazată serie cu colector

IOSIF BERGMAN, EMIL TEODORU și PETRU LEONTE* — IAȘI

CZ 621.313/335.004.2

Mașina trifazată serie cu colector are aplicații largi în regimul de motor, datorită în special caracteristicii sale mecanice „moi". Această mașină poate funcționa în regim de generator autoexcitat, producînd tensiuni de frecvență reglabilă [1], [2].

Literatura [3], [4], [5] indică unele posibilități de realizare a unei mai bune compensări a factorului de putere a motoarelor asincrone prin utilizarea de compensatoare de fază cu colector de tip serie. Se arată că prin autoexcitarea compensatorului se poate ameliora factorul de putere al mașinii asincrone la funcționarea ei în gol.

În această lucrare se face o analiză generalizată a cascadei unui motor asincron cu un compensator de fază serie în vederea îmbunătățirii performanțelor acesteia.

1. Considerații teoretice

1.1. Tensiunile electromotoare induse în înfășurările compensatorului de fază cu colector

Vom considera compensatorul de fază cu colector ca fiind format dintr-un stator, pe care se găsește o înfășurare trifazată și un rotor cu colector pe care se găsește un colier trifazat de perii. Ca la orice mașină electrică cu colector, t.e.m. induse de curenții ce-i străbat înfășurările au expresiile:

$$\begin{aligned} \underline{E}_{1c} &= -\mathrm{j}\, x_{2c} K\, (K \underline{I}_{1c} + \varepsilon^{\mathrm{j}\alpha}\, \underline{I}_{2c}) \\ \underline{E}_{2} &= -\mathrm{j}\, s_c\, x_{2c}\, (I_{2c} + K I_{1c}\, \varepsilon^{-\mathrm{j}\alpha}). \end{aligned} \tag{1}$$

Raportul de transformare:

$$K = \frac{w_{1c} \cdot K_{w1}}{w_{2c} \cdot K_{w2}} \tag{2}$$

este raportul numerelor de spire efective ale înfășurărilor primară și secundară.

Se definește alunecarea compensatorului de fază:

$$s_c = 1 - \frac{p_c \cdot n_c}{f_2} \tag{3}$$

ca diferența relativă dintre vitezele de rotație ale cîmpului rotitor și rotorului său.

* Dr. ing. *I. Bergman* este conferențiar, ing. *E. Teodoru* este asistent, iar ing. *P. Leonte* este șef de lucrări la Institutul Politehnic — Iași.

1.2. Expresia curentului din circuitul secundar al motorului asincron

Curentul dintr-o fază a circuitului secundar al mașinii asincrone cu compensator de fază este determinat pe de o parte de t.e.m. indusă de cîmpul său rotitor, sE_{20}, și pe de alta, de tensiunea U_2 introdusă de compensator. Din schema echivalentă a circuitului secundar al motorului asincron rezultă următoarea expresie a acestui curent:

$$\underline{I}_2 = \frac{sE_{20} - \underline{U}_2}{r_2 + \mathrm{j}sx_2}. \tag{4}$$

1.3. Ecuațiile de tensiuni ale compensatorului de fază serie

Compensatorul de fază serie se obține prin înserierea înfășurărilor sale statorice între periile de pe inelele motorului asincron și cele de pe colectorul compensatorului. Se știe că, în cazul motorului serie cu colector, este necesară înscrierea între stator și rotor a unui transformator intermediar, cu raport de transformare fix, pentru ameliorarea funcționării acestuia. Transformatorul intermediar al generatorului autoexcitat este prevăzut cu prize, destinate a permite reglajul frecvenței, prin modificarea raportului său de transformare [1].

Prezența transformatorului intermediar în cazul compensatorului de fază serie nu este justificată din cauza frecvenței mici a curentului de alimentare a acestuia.

Ecuația de tensiuni a compensatorului de fază serie fără transformator este:

$$\underline{U}_2 = [r_{1c} + r_{2c} + \mathrm{j}\,(x_{1sc} + x_{2sc})]\,\underline{I}_2 - \underline{E}_{1c} - \underline{E}_{2c}. \tag{5}$$

Curenții din circuitul statoric și de la perii sînt egali cu curentul secundar al mașinii asincrone:

$$\underline{I}_{1c} = \underline{I}_{2c} = \underline{I}_2. \tag{6}$$

Astfel, avînd în vedere expresiile (1) și separînd partea reală de cea imaginară, se obține ecuația tensiunilor compensatorului de fază serie:

$$\begin{aligned} \underline{U}_2 = {} & [r_{1c} + r_{2c} - (1 - s_c) K' x_{2c} \sin\alpha]\, I_2 + \\ & + \mathrm{j}x_{2c} \left[\frac{x_{1sc} + x_{2sc}}{x_{2c}} + K^2 + 2K\cos\alpha + 1 - \right. \\ & \left. - \frac{p_c n_c}{f_2} (1 + K\cos\alpha) \right] \underline{I}_2 \end{aligned} \tag{7}$$

1.4. Ecuația curentului secundar al cascadei

Înlocuind expresia (7) în (4) se obține :

$$\underline{I}_2 = \frac{E_{2_0}}{\frac{r_2 + r_{1c} + r_{2c} - K p_c n_c 2\pi L_{2c} \sin\alpha}{s} + j2\pi f(L_2 + L_{1sc} + L_{2sc}) + j2\pi f L_{2c}\left[K^2 + 2K\cos\alpha + 1 - \frac{p_c n_c}{f_2}(1 + K\cos\alpha)\right]}. \quad (8)$$

Din relația (8) se pot trage concluzii importante privind funcționarea cascadei motor asincron-compensator de fază serie.

1.5. Condiția de autoexcitare

Condiția de apariție a curenților autoexcitați în compensatorul de fază este evident, $U_2 = 0$. Prin egalarea cu zero a membrului drept al relației (7) se obține :

$$r_{1c} + r_{2c} - p_c n_c K 2\pi L_{2c} \sin\alpha = 0 \quad (9)$$

$$\frac{x_{1sc} + x_{2sc}}{x_{2c}} + K^2 + 2K\cos\alpha + 1 - \frac{p_c n_c}{f_a}(1 + K\cos\alpha) = 0. \quad (10)$$

Cu f_a s-a notat frecvența curenților de autoexcitare, a cărei expresie rezultă din relația (10).

$$f_a = \frac{p_c n_c (1 + K\cos\alpha)}{K^2 + 2K\cos\alpha + 1 + \frac{x_{1sc} + x_{2sc}}{x_{2c}}}. \quad (11)$$

Din relațiile (9) și (11) rezultă valorile parametrilor compensatorului de fază serie pentru care este posibilă autoexcitarea sa. Comportarea cascadei motor asincron-compensator de fază serie autoexcitat la gol este studiată în literatură [4], [5] și prezintă unele particularități interesante. Remarcăm faptul că, pentru obținerea de curenți autoexcitați de frecvență f_a suficient de mică, trebuie acționat asupra valorii parametrilor K și α. Reducerea vitezei de rotație a compensatorului nu poate fi luată în considerație în scopul amintit. Dacă se neglijează, în relația (11), raportul $\frac{L_{1sc} + L_{2sc}}{L_{2c}}$, se observă că valoarea frecvenței f_a este proporțională cu raportul :

$$D = \frac{1 + K\cos\alpha}{K^2 + 2K\cos\alpha + 1}. \quad (12)$$

Din relația (12) rezultă pentru D valori cu atît mai mici, cu cît raportul de transformare K și unghiul de decalaj al periilor α sînt mai mari. Pentru ilustrarea modului de variație a funcției $D = f(\alpha)$ ea este calculată pentru $K = 3{,}24$ și rezultă valorile următoare :

α	0°	30°	60°	90°	108°	120°	150	180°
D	0,242	0,224	0,178	0,087	0	−0,075	−0,31	−0,45

La $\alpha = 108°$; $D = 0$: deci $f_a = 0$ și autoexcitarea se produce cu curent continuu. Pentru 108° nu mai sînt satisfăcute condițiile de autoexcitare exprimate prin relațiile (9) și (10).

Din relația (12) rezultă că se obține $D = 0$ pentru unghiuri cu atît mai aproape de 180° cu cît K este mai apropiat de 1.

Fenomenul de autoexcitare al mașinii trifazate serie ar putea fi utilizat pentru realizarea de excitatrici pentru mașini sincrone asincronizate.

1.6. Funcționarea cascadei în sarcină

Din relația (8) poate fi dedus factorul de putere al circuitului secundar al cascadei.

Dacă se notează :

$$A = r_2 + r_{1c} + r_{2c} - p_c n_c K 2\pi L_{2c} \sin\alpha ;$$
$$B = 2\pi f_2(L_2 + L_{1sc} + L_{2sc}) + 2\pi f_2 L_{2c}(K^2 + 2K\cos\alpha + 1) - 2 p_c n_c (1 + K\cos\alpha), \quad (13)$$

rezultă :

$$\cos\psi_2 = \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}}. \quad (14)$$

Este evident că $\cos\psi_2$ va fi cu atît mai favorabil cu cît B este mai mic, deci la o viteză de rotație dată a compensatorului, la K și $\cos\alpha$ cît mai mari. Creșterea numărului de spire a înfășurării statorului, deci a raportului de transformare K, mărește eficiența compensatorului dar mărește și scăpările acestuia și termenul K^2.

Expresia alunecării motorului asincron este :

$$s = \frac{(r_2 + r_{1c} + r_{2c} - p_c n_c K 2\pi L_{2c} \sin\alpha) I_2^2}{P_{em}}. \quad (15)$$

La unghiuri de decalaj ale periilor, α, pozitive, $\sin\alpha > 0$, adică dacă decalarea periilor se face în sensul de rotație al rotorului, t.e.m. de rotație produsă de compensatorul de fază serie are ca efect reducerea alunecării motorului asincron, acest efect este cu atît mai însemnat cu cît α este mai apropiat de 90°. La 90° însă, raportul de transformare K nu mai influențează favorabil eficiența compensatorului de fază. Compensatorul de fază serie produce, ca orice mașină serie cu colector un cuplu electromagnetic a cărui expresie este :

$$M_e = -(I_2)^2 \frac{K L_{2c} \sin\alpha}{2\pi}. \quad (16)$$

Semnul negativ al acestui cuplu indică faptul că el servește la compensarea alunecării motorului asincron.

Analiza efectuată se referă la cazul cînd motorul asincron funcționează cu curent secundar I_2 constant, deci la cuplu rezistent constant.

Se remarcă faptul că și capacitatea de suprasarcină a motorului asincron este influențată, de asemenea, de existența compensatorului de fază serie. Pentru cazul cînd $(1 + K\cos\alpha) < 0$, adică pentru $\alpha > 108°$ la $K = 3{,}24$, compensatorul de fază conectat în circuitul secundar al motorului asincron, are efectul unei reactanțe, cu toate neajunsurile cunoscute. Se poate obține compensarea $\cos\varphi$ și în acest caz, prin inversarea conexiunii a două faze ale compensatorului la bornele inelelor motorului asincron.

Din cele arătate, rezultă influența favorabilă a creșterii raportului de transformare a compensatorului de fază serie. Acest fapt este important și prin aceea că reducerea numărului de spire al indusului cu colector este convenabilă pentru comutație.

În literatură se studiază compensatorul de fază serie numai la decalaj al periilor α constant, $\alpha = 90°$.

Firește că modificarea decalajului periilor α și eventual și a raportului de transformare K permite obținerea regimului optim de funcționare a cascadei.

1.7. Comparație cu compensatorul de fază Leblanc

Compensatorul de fază Leblanc nu are înfășurare statorică, deci expresia curentului secundar al motorului asincron (8) devine:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}_{20}}{\frac{r_2 + r_{2c}}{s} + 2\pi f j(L_2 + L_{2s_c} + L_{2_c}) - \frac{2\pi f}{f_2} j p_c n_c L_{2_c}} \tag{17}$$

Comparînd relațiile (17) și (8) rezultă că compensatorul de fază serie este mai eficient decît cel fără stator, gradul de compensare al factorului de putere și a alunecării putînd fi modificat după trebuință, dar este mai complicat constructiv.

În literatură [3] este sesizat faptul că compensatorul de fază serie poate avea puterea aparentă mai mică decît cel fără stator din cauza proprietății primului de a compensa creșterea alunecării.

2. Considerații experimentale

Pentru studiul experimental s-a realizat un grup de trei mașini cuplate mecanic între ele, format dintr-un motor asincron trifazat cu rotorul bobinat de 11 kW, 380 V, 1 500 rot/min, cu tensiunea la inele de 64 V, un generator de curent continuu ca sarcină și compensatorul de fază cu colector.

Drept compensator de fază cu colector s-a utilizat o mașină de construcție originală cu $2p = 4$ poli, avînd pe stator o înfășurare trifazată cu toate cele șase borne accesibile și pe rotor o înfășurare de curent continuu conectată la colector. Acest compensator a fost proiectat în așa fel încît să poată fi utilizat pentru studii comparative pe același grup privind eficiența diverselor tipuri de compensatoare de fază.

Raportul de transformare al compensatorului de fază serie a fost ales $K = \frac{w_{1c} \cdot K_{w1}}{w_{2c} \cdot K_{w2}} = 3{,}24$, iar colierul de perii poate fi decalat în orice poziție, fiind prevăzut cu un angrenaj cu roți dințate ce permite și determinarea, cu suficientă exactitate, a unghiului de decalaj al periilor α. Compensatorul de fază fiind cuplat coaxial cu motorul asincron, viteza sa de rotație poate fi considerată constantă. Comportarea compensatoarelor de fază la viteză de rotație reglabilă este tratată în literatură.

În figura 1 se prezintă curbele de variație ale factorului de putere al motorului asincron în funcție de unghiul de decalaj al periilor compensatorului de fază serie, $\cos\varphi = f(\alpha)$ la funcționarea motorului asincron la gol (curba *1*) și la trei sarcini constante pe arbore: 3; 4,5 și 5,5 kW (curbele *2*, *3* și *4*). Curbele *A*, ridicate pentru α cuprins între 0 și 90°, sînt crescătoare, panta lor fiind cu atît mai mare cu cît sarcina este mai mică. Pentru unghiuri apropiate de 45° toate curbele trec prin jurul valorii $\cos\alpha = 1$. Se remarcă faptul că în domeniul capacitiv $\cos\alpha$ scade o dată cu creșterea unghiului α. Se întrevede astfel posibilitatea ca un motor asincron neîncărcat, în cascadă cu un compensator de fază serie, să poată fi folosit pentru compensarea factorului de putere al unei instalații. Curbele trasate confirmă posibilitatea reglajului factorului de putere al motorului asincron ce funcționează la o sarcină dată, prin decalarea colierului de perii. În jurul unghiului $\alpha = 108°$, pentru care se anulează expresia lui D (12), curenții din circuitele motorului asincron încep să oscileze puternic și în final grupul decroșează. Apare fenomenul de autoexcitare descris în [4] și [5], care provoacă oscilațiile nedorite semnalate.

Anularea expresiei $(1 + K\cos\alpha)$ și schimbarea semnului acesteia, are ca rezultat faptul că compensatorul de fază, nemaiputînd compensa $\cos\varphi$ al motorului, rămîne ca o inductanță suplimentară în circuitul său secundar, ceea ce duce la scăderea importantă a capacității de suprasarcină a motorului.

Pentru unghiuri α apropiate de 108° grupul motor asincron-compensator de fază serie rămîne autoexcitat cu curenți de frecvență joasă și după deconectarea rețelei de alimentare.

Grupul de curbe notat cu *B* trasat pentru restul gamei de reglaj al unghiului α s-a obținut prin inversarea ordinii de conectare a fazelor

compensatorului în circuitul secundar al motorului asincron. Această modificare a devenit necesară pentru ca termenul $\frac{p_c n_c}{f_2}(1 + K \cdot \cos \alpha)$

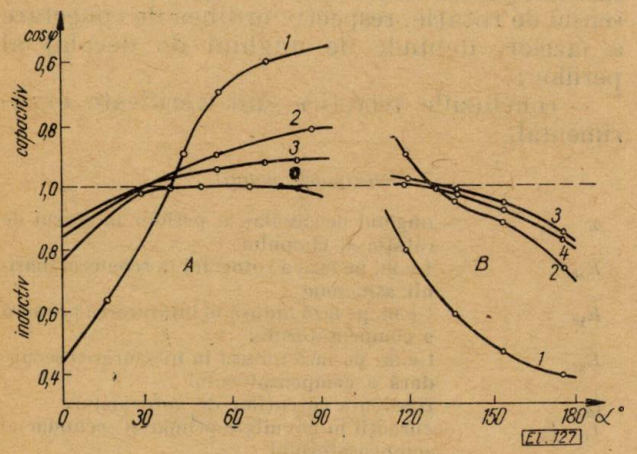


Fig. 1

din relația (8) să-și păstreze semnul negativ și pentru unghiurile $\alpha > 108°$. Eficiența compensatorului de fază este însă mai redusă în acest domeniu de funcționare.

Rezultă faptul esențial că ordinea de conectare a bornelor compensatorului de fază depinde de valoarea unghiului de decalaj al periilor α.

În figura 2 se reprezintă în aceleași condiții curbele alunecării motorului asincron în funcție de unghiul de decalaj al periilor $s = f(\alpha)$. Din analiza acestora rezultă efectul puternic de

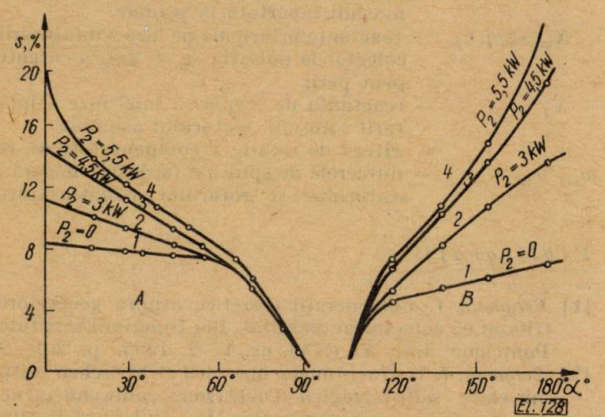


Fig. 2

compensare o dată cu apropierea unghiului α de 90°. Acest fenomen se explică prin producerea t.e.m. de rotație în compensatorul de fază serie care compensează căderea de tensiune activă în circuitul secundar al motorului și a fost demonstrat teoretic.

În figura 3 se prezintă curbele curenților I_1 și I_2 ce circulă prin înfășurările primară și secundară ale mașinii asincrone în funcție de puterea P_2 la arborele acestuia, pentru motorul necompensat, compensat cu compensator fără utilizarea înfășurării statorului și cu compensa-

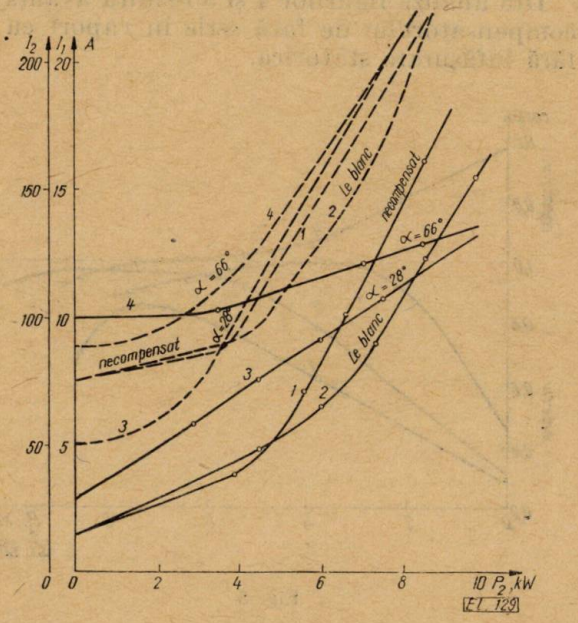


Fig. 3

torul de fază serie la decalaj fix al colierului de perii $\alpha = 28°$ și 66°.

În figurile 4 și 5 sînt prezentate, în aceleași condiții, curbele: $s = f(P_2)$ și $\cos\varphi = f(P_2)$.

Eficiența compensatorului de fază serie în ce privește compensarea $\cos\varphi$ și a alunecării

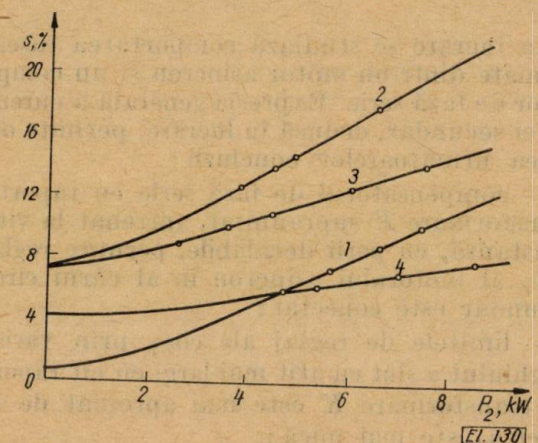


Fig. 4

este absolut evidentă. La $\alpha = 66°$ se obține factorul de putere capacitiv la gol și sarcină mică. Creșterea sarcinii atrage după sine apropierea lui $\cos\varphi$ de unul din domeniile capacitiv și inductiv. Compensatorul de fază serie este eficace începînd de la sarcini mult mai mici. Se confirmă faptul că pe măsura creșterii efectului de compensare a $\cos\varphi$, curentul din

circuitul secundar al motorului crește. Capacitatea de suprasarcină nu se reduce sensibil prin prezența compensatorului de fază.

Din analiza figurilor 4 și 5 rezultă avantajele compensatorului de fază serie în raport cu cel fără înfășurare statorică.

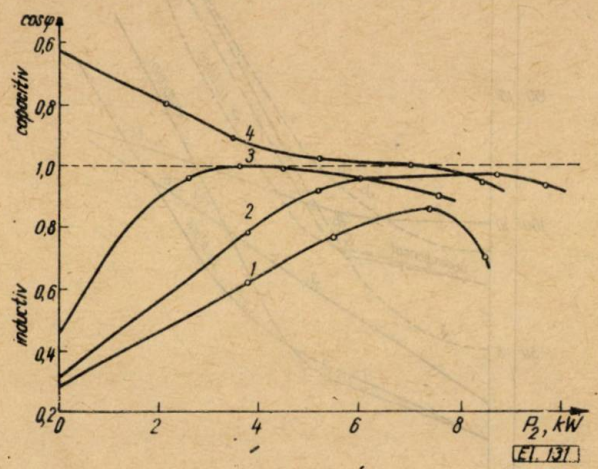


Fig. 5

Compensarea alunecării se produce simultan cu cea a lui cosφ. Compensatorul de fază Leblanc prezintă dezavantajul, citat în literatură, că o dată cu compensarea lui cosφ crește alunecarea motorului asincron.

3. Concluzii

În lucrare se studiază comportarea cascadei formate dintr-un motor asincron și un compensator de fază serie. Expresia generală a curentului ei secundar, dedusă în lucrare, permite obținerea următoarelor concluzii :

— compensatorul de fază serie cu raport de transformare K supraunitar, antrenat la viteză constantă, cu perii decalabile, permite reglajul cosφ al motorului asincron în al cărui circuit secundar este conectat;

— limitele de reglaj ale cosφ prin variația unghiului α sînt cu atît mai largi cu cît raportul de transformare K este mai apropiat de 1 și sarcina este mai mică;

— simultan cu creșterea cosφ, scade alunecarea motorului asincron;

— cascada formată dintr-un motor asincron și un compensator de fază serie poate fi utilizată pentru compensarea cosφ al unei instalații;

— se observă și fenomenul de autoexcitare al grupului motor asincron-compensator de fază cu colector;

— sînt demonstrate teoretic și experimental avantajele compensatorului de fază serie în raport cu cel fără înfășurare statorică (Leblanc);

— spre deosebire de compensatorul de fază fără înfășurare statorică, la compensatorul serie, sensul de rotație, respectiv ordinea de conectare a fazelor, depinde de unghiul de decalaj al periilor;

— concluziile teoretice sînt verificate experimental.

Principalele notații

α	— unghiul de decalaj al periilor în sensul de rotație al cîmpului
E_{20}	— t.e.m. pe fază a rotorului în repaus al mașinii asincrone
E_{1c}	— t.e.m. pe fază indusă în înfășurarea primară a compensatorului
E_{2c}	— t.e.m. pe fază indusă în înfășurarea secundară a compensatorului
f_a	— frecvența curenților de autoexcitare
$\underline{I}_{1c}$, $\underline{I}_{2c}$	— curenții în circuitele primar și secundar al compensatorului
I_2	— curentul secundar al mașinii asincrone
$K = \frac{w_{1c} \cdot K_{w1}}{w_{2c} \cdot K_{w2}}$	— raportul de transformare al compensatorului de fază
K_{w1}, K_{w2}	— coeficienții de înfășurare ai statorului și rotorului compensatorului
L_{1sc}, L_{2sc}	— inductanțele de scăpări ale înfășurărilor compensatorului raportate la frecvența primară a motorului asincron
L_2	— inductanța de inducție mutuală raportată la rotorul mașinii asincrone
p_c	— numărul perechilor de poli ai compensatorului
r_{1c}, r_{2c}	— rezistențele înfășurărilor compensatorului
r_2	— rezistența unei faze a înfășurării rotorului motorului asincron
s, s_c	— alunecarea motorului asincron, respectiv a compensatorului de fază
U_2'	— tensiunea introdusă în circuitul secundar al mașinii raportată la primar
$X_{2c}=2\pi f_2 L_{2c}$	— reactanța principală pe fază a înfășurării cu colector la pulsația $\omega_2 = 2\pi f_2$ a curentului prin perii
X_2	— reactanța de scăpări a unei faze a înfășurării rotorului motorului asincron
n_c	— viteza de rotație a compensatorului, rot/s
w_{1c}, w_{2c}	— numerele de spire pe fază ale înfășurărilor statorului și rotorului compensatorului

Bibliografie

[1] *Bergman, I.* Considerații teoretice asupra generatorului trifazat cu colector autoexcitat. În : Buletinul Institutului Politehnic Iași, **XI** (XV), nr. 1—2, 1965, p. 261—274.

[2] *Bergman, I.* Betrachtungen über den elektrischen Antrieb mit einen selbsterregten Drehstromstromwendergenerator gespeisten Asynchronmotor. În : Buletinul Institutului Politehnic Iași, **XIV** (XVIII), nr. 1—2, 1968, p. 409—416.

[3] *Richter, R.* Elektrische Maschinen, vol. V. Berlin Göttingen Heidelberg, Springer Verlag, 1950.

[4] *Dreyfus, L.* Kommutatorkaskaden und Phasenscheiber. Berlin, Springer Verlag, 1931.

[5] *Nehlsen.* Die Kompensation der Phasenverschiebung von Induktionsmaschinen durch selbsterregte Hauptstromdrehfeld Erregermaschinen. În : ETZ 1917, p. 584.

Intrat în redacție la 1.IX.1969

Probleme actuale de dezvoltare în tehnica elementelor semiconductoare de siliciu cu structura pnpn

ANDREI SILARD* — București

CZ 621.314.632.001.1281

Tiristoarele, elemente semiconductoare de siliciu cu structura pnpn, și-au asigurat în prezent, după 12 ani de la apariția lor, un domeniu larg de aplicabilitate, datorită atît proprietăților de bază ale acestora, cît și îmbunătățirii continue a unor parametri, cum ar fi timpii de comutație și puterea comutată. Astfel, la sfîrșitul anului 1968, unele firme fabricau în serie tiristoare ce operau în mod curent la frecvențe de ordinul sutelor de kHz, la tensiuni de aproximativ 2 000 V și curenți pînă la 800—1 000 A. Dar aceste valori maximale ale parametrilor nu se întîlnesc niciodată la același dispozitiv, frecvența mare de lucru obținîndu-se întotdeauna în detrimentul tensiunii de blocare.

Unele exemplare de putere, cu un curent nominal de valoare mai mică, operează la tensiuni mai mari. Astfel de exemplu, firma ASEA a anunțat recent fabricarea unui nou tip de tiristor comercial pentru un curent de 145 A și o tensiune de 3 200 V. Cum între frecvența de lucru și puterea maxim-admisibilă există, din punct de vedere tehnologic, o relație de inversă proporționalitate, tiristoarele de mică și medie putere operează la frecvențe mult mai mari decît tiristoarele de putere. De exemplu, un tiristor de mică putere cu un curent nominal de sarcină de 50 mA operează la frecvențe de ordinul megahertzilor, în timp ce un tiristor cu un curent de 100—200 A abia poate ajunge la frecvența de lucru de 10 kHz.

Datorită aplicațiilor sale inițiale specifice, mai ales ca înlocuitor al tiratroanelor clasice, tiristorul s-a penetrat inițial doar în circuitele și instalațiile de putere. Treptat însă, pe măsura ameliorării parametrilor lui, tiristorul și-a găsit o largă aplicabilitate și în circuitele de curenți slabi ale automaticii și electronicii. O dată cu apariția tetristorului (binistorului) — un tiristor cu patru electrozi, s-au mărit posibilitățile logice de comandă ale tiristorului și datorită proprietăților sale, acesta are deosebite perspective în circuitele de memorie, numărătoare de impulsuri, registre etc. În afară de domeniul nou al tetristorului, posibilitățile de proiectare ale unor scheme noi cu tiristoare sînt practic limitate. Calea care este urmată în prezent în toate țările industriale avansate este calea îmbunătățirii performanțelor circuitelor existente deja, pe baza ameliorării parametrilor principali ai tiristoarelor.

* Ing. *A. Silard* lucrează la I.C.E.

În articol se analizează stadiul actual al tehnicii tiristoarelor, privit prin prisma problemelor care și-au găsit rezolvare pînă în prezent. Sînt indicate problemele care nu au fost complet rezolvate pînă la această dată (sfîrșitul anului 1968) precum și problemele care necesită clarificări și precizări ulterioare.

Cum în denumirea răspîndită de „tiristoare" sînt înglobate și „tiristoarele bidirecționale" (triacurile) apărute recent și care au o structură cu cinci straturi alternative (*pnpnp*) și implicit unele particularități de funcționare, în titlul lucrării s-a specificat domeniul care a fost abordat de autor.

În sinteza de față sînt tratate deopotrivă: 1) diodele de comutație pnpn (dinistoarele); 2) tiristoarele monooperaționale, care permit doar aprinderea pe electrodul de comandă; 3) tiristoarele bioperaționale sau GTO („gate turn-off") care permit atît amorsarea (aprinderea), cît și blocarea pe electrodul de comandă. De asemenea sînt amintite unele particularități ale tetristoarelor (binistoarelor).

Nu demult, CEI a recomandat [19] folosirea următoarei terminologii: diodă-tiristor, pentru dinistoare; triodă-tiristor, pentru tiristoarele cu un singur electrod de comandă; tetrodă-tiristor, pentru tetristoare (binistoare).

Această nouă terminologie, care nu a intrat încă în limbajul literaturii de specialitate, va fi folosită în articol paralel cu cea veche pentru familiarizarea cititorului cu ele.

Stadiul actual al teoriei funcționării elementelor semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn*

Pentru elementele semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn* (fig. 1) sînt caracteristice patru stări distincte, cărora le corespund procese fizice specifice, determinate de forma caracteristicii statice $I = f(U)$ a acestora (fig. 2).

Regiunea 1 de pe caracteristica statică corespunde stării de blocare a elementului *pnpn*. Joncțiunile J_1, J_2, J_3 ale structurii sînt polarizate după cum este arătat în figura 1. Trebuie remarcat că joncțiunea centrală de colector J_2 este polarizată în sens invers. În cazul diodei-tiristor, la atingerea de către tensiunea anodică U a valorii U_1(fig. 2), ea trece în starea de conducție (regiunea III de pe caracte-

ristica $I = f(U)$. Tensiunea de aprindere U_1 este legată de parametrii fizici ai structurii pnpn prin relaţia [1], [19]:

$$U_1 \approx U_M [1 - \alpha_p(I_1) - \alpha_n(I_1)] \frac{1}{m} \quad (1)$$

unde:

U_M este tensiunea de străpungere a joncţiunii centrale J_2;

m — parametru, care este funcţie de tensiunea U_M şi variază de la valoarea 2 la valoarea 3 [1];

$\alpha_p(I)$ — coeficientul de amplificare în curent al transistorului component *pnp* (fig. 1 şi 3); α_p depinde de valoarea curentului I_1, corespunzător tensiunii de amorsare U_1;

$\alpha_n(I_1)$ — coeficientul de amplificare în curent al transistorului component npn (fig. 1, 3) care depinde de curentul I_1

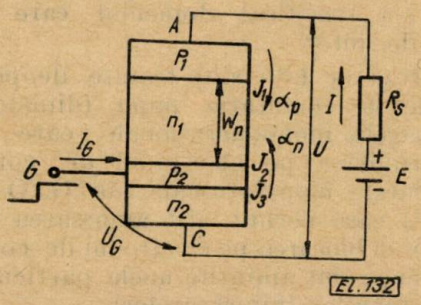


Fig. 1. Structura *pnpn* în circuitul de sarcină:
A — anod; *C* — catod; *G* — poartă (electrod de comandă); R_S — rezistenţa de sarcină.

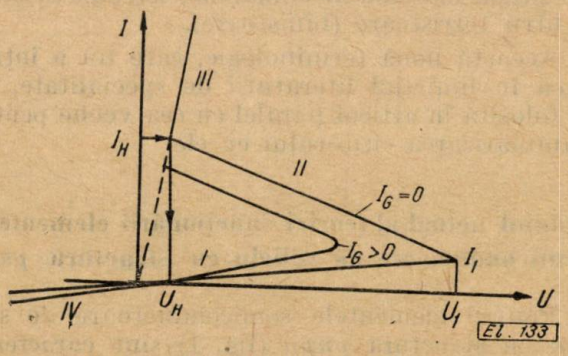


Fig. 2. Caracteristica statică a structurii *pnpn*.

În cazul triodei-tiristor, care se amorsează cu ajutorul unui curent de comandă I_G (fig. 1) aplicat pe poartă (electrodul de comandă), tensiunea de aprindere U_1 scade simţitor (fig. 3). La limită, cînd curentul I_G atinge valoarea sa critică, caracteristica $I = f(U)$ se transformă în caracteristica voltamperică a unei diode semiconductoare (fig. 3) şi de pe ea dispare regiunea II de impedanţă negativă $\left(\frac{du}{dI} < 0\right)$, care este atributul esenţial al elementelor semiconductoare de siliciu cu structura pnpn.

Curentul de menţinere I_H care delimitează regiunea II cu impedanţă negativă, de regiunea III de conducţie (fig. 3), scade o dată cu creşterea valorii curentului de comandă I_G.

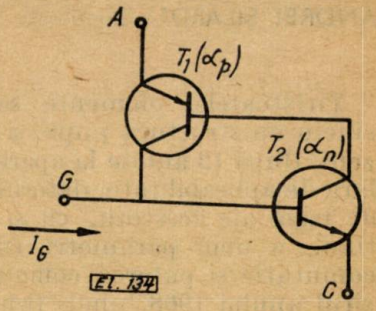


Fig. 3. Schema echivalentă a triodei-tiristor din două transistoare complementare.

Cînd curentul prin tiristor depăşeşte valoarea I_H, structura pnpn se află în conducţie sau în starea de impedanţă joasă. Ca manifestare, regimul tiristorului în acest caz se aseamănă cu regimul de saturaţie al transistoarelor. Joncţiunile J_1 şi J_3 îşi menţin polarizările indicate în figura 1, iar J_2 îşi inversează polaritatea. În stare de conducţie, căderea de tensiune pe structura pnpn este de 1—1,5V, din care 0,7 V cad pe joncţiunile *pn*, 0,1—0,2V pe baza groasă n_1 (fig. 1), iar restul pe contacte. Tensiunile pe joncţiunile J_2 şi J_3 sînt aproximativ egale ca valoare şi opuse ca sens, astfel încît ele se anihilează şi nu contribuie la căderea de tensiune totală pe structura pnpn [4], [5], [19]. Relaţia analitică a căderii de tensiune pe un tiristor de putere este următoarea [19]:

$$U \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{2 \cdot I_0} + \frac{kT}{q} \exp \frac{W_n}{2L_p} + I \cdot R_c, \quad (2)$$

unde:

$\frac{kT}{q} = 0{,}025$ V (la temperatura de 25°C);

I_0 — curentul de repaus al joncţiunii J_1;

W_n — grosimea bazei n_1;

I — curentul prin structura *pnpn* aflată în conducţie;

L_p — lungimea de difuzie a golurilor în baza n_1;

R_c — rezistenţa contactelor şi a structurilor de emiter.

Primul membru din relaţia (2) reprezintă căderea de tensiune pe joncţiunea J_1, al doilea membru — căderea de tensiune pe baza groasă n_1, iar al treilea membru — căderea de tensiune pe contacte şi pe straturile de emiter p_1 şi n_2.

Astfel, structura *pnpn* în conducţie poate fi reprezentată ca o diodă cu joncţiunea J_1 şi baza groasă W_n, în care are loc o puternică modulare

a conductibilității [5], [19]. În [4] este prezentată o altă formulă a căderii de tensiune pe structura *pnpn* în conducție, mai generală și mai exactă, dar mult mai complicată și neadaptată nevoilor practice. Deși relația (2) a fost dedusă pentru tiristoare de putere, ea poate fi folosită cu succes atît pentru tiristoare de medie putere, cît și pentru cele de mică putere.

În cazul polarizării inverse a structurii *pnpn* (fig. 4), căreia îi corespunde ramura IV de pe caracteristica statică $I = f(U)$, joncțiunea J_2 este deschisă, iar J_1 și J_3 sînt închise. Întreaga tensiune inversă este aplicată pe joncțiunea J_1, din moment ce joncțiunea J_3 are o tensiune mică de străpungere.

Relațiile cantitative ce caracterizează funcționarea elementelor semiconductoare cu structura *pnpn* sînt reunite într-o teorie unitară, care în momentul de față răspunde tuturor exigențelor reclamate atît de practică, cît și de cercetarea fundamentală. Prezentată sub diverse aspecte, și din diverse unghiuri de vedere, ea poate fi găsită în special în lucrările [1], [2], [5], [8], [11], [12], [19].

Problemele proceselor tranzitorii la comutarea elementelor semiconductoare cu structura pnpn

Procesele tranzitorii ce au loc la amorsarea și stingerea tiristoarelor determină timpii de comutație ai acestor dispozitive semiconductoare și implicit și frecvența lor maximă de lucru. Din această cauză, dinamica proceselor de comutație în tiristoare a început să fie studiată imediat după apariția acestora.

Amorsarea diodei-tiristor se efectuează prin aplicarea pe anodul ei a unei tensiuni mai mari decît U_1 (fig. 2), a cărei valoare este determinată de relația (1). Stingerea tiristorului are loc prin aplicarea pe anod a unei tensiuni de polaritate negativă.

Investigarea proprietăților dinamice ale diodelor-tiristor a dus la descoperirea unui fenomen interesant, denumit „efectul $\frac{du}{dt}$ "[4], [5], [9], [16] care se manifestă și în cazul triodelor-tiristor, ducînd la amorsarea lor parazită. La o viteză de creștere a tensiunii anodice $\frac{du}{dt}$ mai mare decît cea critică, dioda-tiristor se amorsează la o valoare mult mai mică a tensiunii anodice decît cea statică U_1. În cazul triodelor-tiristor, acestea se aprind fără aplicarea unui impuls pe electrodul de comandă.

Mecanismul „efectului $\frac{du}{dt}$" este legat de existența capacității de barieră a elementului semiconductor *pnpn*. La o creștere rapidă a tensiunii anodice, curentul „dinamic" I_{co} al joncțiunii centrale de colector J_2 crește considerabil din cauza existenței acestei capacități, atrăgînd după sine și o creștere a curentului total prin structura *pnpn*. Coeficienții de amplificare α_n și α_p cresc o dată cu creșterea curentului [4], [19] și comutarea tiristorului are loc la tensiuni mai mici, fapt ce reiese și din examinarea relației (1). În lucrările [4] și [9] s-a efectuat o analiză riguroasă a acestui proces, care este însă foarte complicată și nu poate avea aplicații practice directe din cauza existenței unor dependențe neliniare între diverși parametri ai dispozitivului semiconductor. Indicații practice privind măsurile ce se impun a fi luate pentru evitarea aprinderii parazite a triodelor-tiristor sînt date în [5], [9], [16].

Procesele tranzitorii la amorsarea triodelor-tiristor pe electrodul de comandă au fost studiate pentru prima dată încă acum 10 ani la Misawa [2], pe observațiile căruia s-au bazat apoi toate celelalte lucrări consacrate acestei probleme [4], [7], [8], [9], [13], [18], [19], [23]. Dintre acestea prin profunzimea analizei efectuate se remarcă articolul lui Bergman [7] și cel al lui Glebov ș.a. [9].

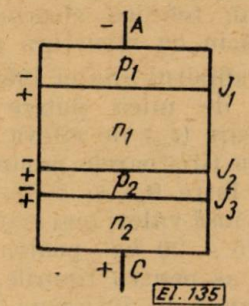


Fig. 4. Structura *pnpn* în cazul polarizării inverse.

Bergman a împărțit în trei părți timpul de amorsare, t_{on}, al triodei-tiristor (fig. 5), fiecăreia fiindu-i caracteristice fenomene fizice deosebite. În decursul timpului de întîrziere, t_d,

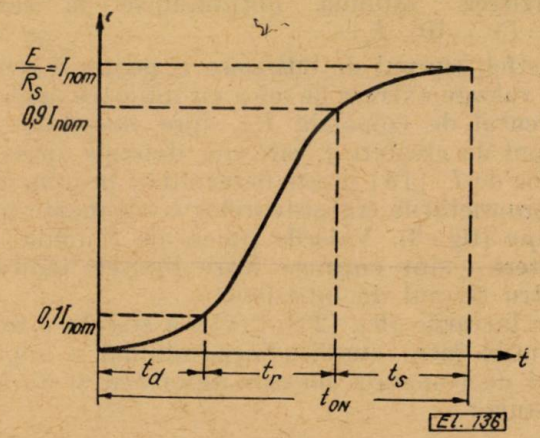


Fig. 5. Curba $i = f(t)$ la amorsarea triodei-tiristor pe electrodul de comandă:
t_d – timpul de întîrziere; t_r – timpul de creștere; t_s – timpul de răspîndire.

tot curentul prin structura *pnpn* creşte exponenţial de la zero la 0,1 din valoarea lui nominală $I_{nom} = E/R_s$ (fig. 1). Urmează apoi timpul de creştere, t_r, al curentului I de la 0,1 la 0,9 din valoarea lui nominală.

Pentru tiristoarele de mică şi medie putere, procesul tranzitoriu de amorsare poate fi socotit încheiat la această etapă şi acest fapt nu influenţează asupra exactităţii analizei efectuate [4], [9], [23]. Pentru tiristoarele cu dimensiuni mari ale cristalului de siliciu (tiristoarele de putere), după această etapă un rol important îl joacă timpul de răspîndire t_s în decursul căruia are loc răspîndirea conducţiei, concentrată iniţial (după aplicarea impulsului de comandă) într-un canal îngust situat lîngă electrodul de comandă, în toată masa cristalului. S-a stabilit că viteza de răspîndire a canalului conductor este de 0,1 mm/μs şi depinde de o serie de factori, cum ar fi curentul prin tiristor şi temperatura cristalului [13], [16], [17], [18].

Reducerea timpului de răspîndire t_s, în special la tiristoarele de putere care sînt destinate pentru invertoare ce operează la frecvenţe ridicate, este una dintre problemele la ordinea zilei în tehnica elementelor semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn*.

La sfîrşitul anului 1968, unele tipuri de tiristoare de mică putere aveau un timp de amorsare (t_{on}) de cîteva zeci de nanosecunde. Pentru tiristoarele produse în serie, acest timp varia între 0,5 şi 5 μs, tiristoarele de putere avînd însă valori mai mari ale timpului de amorsare (5 — 20 μs pentru tipurile rapide, 20 — — 80 μs pentru tipurile lente).

Timpul de întîrziere al tiristorului variază între 0,03 şi 1 μs, la tipurile cele mai perfecţionate produse în serie la sfîrşitul anului 1968. Experienţele efectuate au arătat că timpul de întîrziere scade simţitor o dată cu creşterea amplitudinii semnalului aplicat pe electrodul de comandă [2], [4], [5], [7], [9], [19], [23], întîrzierea minimă obţinîndu-se în cazul $I_G = (5 \ldots 10)\ I_H$.

Astfel, timpul de întîrziere t_d poate fi redus la o valoare extrem de mică cu mijloace externe (curentul de comandă I_G), spre deosebire de timpul de creştere t_r care nu depinde aproape de loc de I_G [19] şi este determinat în principal de proprietăţile transistoarelor componente *pnp* şi *npn* (fig. 3). Valorile tipice ale timpului de creştere t_r sînt cuprinse între limitele indicate pentru timpul de întîrziere.

În lucrările [9], [23], [24] s-a stabilit o relaţie utilă între amplitudinea minimă a impulsului de comandă necesar amorsării şi durata acestuia:

$$I_G = \frac{I_{Go}}{1 - \exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right)}, \qquad (3)$$

unde:

I_{Go} este curentul static de comandă (cînd durata impulsului este practic infinită);
t_i — durata impulsului;
τ — constantă de timp [9], [23];
I_G — curentul dinamic de comandă, corespunzător, duratei respective a impulsului.

Problema proceselor tranzitorii la amorsarea tiristoarelor pe electrodul de comandă este în momentul de faţă complet elucidată.

O serie de precizări legate de comportamentul dinamic al anumitor tipuri de triode-tiristor de putere continuă încă să parvină [13], [17] [18], dar în momentul de faţă studiul acestei probleme poate fi socotit încheiat.

Nu în aceeaşi situaţie se află problema proceselor tranzitorii la dezamorsarea (stingerea sau blocarea) tiristoarelor. După cum se ştie [3], [4], [5], [15], [21] toate tipurile de tiristoare pot fi blocate fie prin întreruperea circuitului de sarcină, fie prin aplicarea pe anodul triodei-tiristor a unei tensiuni negative în decursul unui timp suficient de îndelungat. Aceste două cazuri sînt în prezent complet elucidate.

În cazul aplicării unei tensiuni negative de blocare pe anodul tiristorului, timpul de stingere t_{off} poate fi determinat cu uşurinţă din relaţia [4], [19]:

$$t_{off} = \tau_p \ln \frac{I}{I_H}, \qquad (4)$$

unde:

I este valoarea curentului prin tiristor în momentul aplicării tensiunii de blocare;
I_H — curentul de menţinere al tiristorului;
τ_p — timpul de viaţă al purtătorilor de sarcină în baza groasă n_1 (fig. 1).

Pentru micşorarea timpului de blocare al triodelor-tiristor este necesar să se micşoreze timpul de viaţă al purtătorilor în bazele tiristorului, aceasta realizîndu-se în prezent pe cale tehnologică prin aplicarea dopajului cu aur [4], [5], [19]. Timpul minim de blocare pe anod al triodelor-tiristor ce se fabricau la sfîrşitul anului 1968 era de 0,5 — 10 μs, dar au fost obţinute valori şi sub 0,4 μs.

Tiristoarele bioperaţionale sau GTO (gate turn-off sau cu stingerea pe poartă) se fabrică în prezent doar pînă la curenţi de 10 A. Blocarea lor se efectuează prin semnale de polaritate negativă aplicată pe electrodul de comandă, ceea ce reclamă mai puţină putere pentru blocare, asigurînd concomitent un timp mai scurt pentru stingerea dispozitivului. La valori mari ale curentului prin tiristor, indiferent

de amplitudinea și durata semnalului de blocare I'_G aplicat pe poartă, tiristorul nu se mai stinge: electrodul de comandă (poarta) își pierde proprietățile de blocare.

Acesta este și motivul principal pentru care tiristoarele GTO nu se fabrică în prezent decît pentru puteri medii și mici.

Storm [3] a stabilit relația analitică de definire a coeficientului de amplificare la stingere (K), care este raportul dintre curentul de sarcină și amplitudinea semnalului de blocare aplicat pe poartă:

$$K = \frac{I}{I'_G} = \frac{\alpha_n}{\alpha_n + \alpha_p - 1}. \qquad (5)$$

Spre deosebire de coeficientul de amplificare la amorsare, care poate avea valori cuprinse între 10^2 și 10^7, coeficientul K nu depășește valoarea 20.

Valoarea scăzută a lui K este determinată de proprietățile transistoarelor componente *pnpn* și *npn*, fapt ce reiese și din examinarea atentă a relației (5). Explicația fizică a fenomenului rezidă în faptul că fiecare transistor component se află în regim de adîncă saturație și din această cauză curentul de stingere I'_G trebuie să aibă o valoare mare. Coeficientul K poate avea o valoare mare doar în cazul cînd curentul prin tiristor I este comparabil ca valoare cu curentul de menținere I_H, deoarece în acest caz $\alpha_n + \alpha_p = 1$ [19].

Cum însă tiristoarele operează la curenți mult mai mari decît curentul de menținere I_H, acest deziderat este dificil de îndeplinit. Acest inconvenient al tiristoarelor bioperaționale (GTO) începe să dispară în ultimul timp o dată cu producția în serie a tiristoarelor GTO cu patru electrozi (tetristoare sau tetrode-tiristor), care au un coeficient de amplificare la stingere de ordinul sutelor și chiar miilor [3], [4], [19].

Cum pentru stingerea tiristoarelor GTO este necesar să se îndepărteze sarcina excedentară din baza p_2, curentul I'_G este mult mai mare decît curentul de amorsare I_G (la aceeași durată a semnalului de comandă și la aceeași valoare a curentului de sarcină). Relația analitică dintre amplitudinea semnalului de comandă I'_G și durata lui este asemănătoare cu formula (3). Spre deosebire de procesul de amorsare a triodei-tiristor, care se efectuează prin aplicarea pe electrodul de comandă a unei tensiuni U_G (fig. 1) de 1 — 3 V, la stingerea tiristorului bioperațional tensiunea negativă aplicată pe porțiunea „electrodul de comandă-catod" poate fi de 5 — 10 ori mai mare. Din această cauză, joncțiunea J_3 (fig. 1) trebuie să posede o tensiune suficient de mare de străpungere [4], [19].

Diagramele curenților în cadrul procesului tranzitoriu de stingere pe electrodul de comandă al tiristorului bioperațional sînt arătate în figura 7.

Cum în momentul aplicării impulsului de blocare I'_G tiristorul este saturat și căderea de tensiune pe el este infimă (1 — 1,5 V) structura *pnpn* poate fi reprezentată ca un nod de rețea (fig. 6).

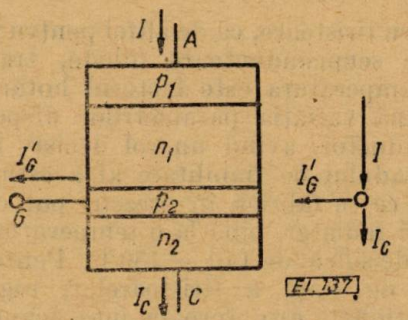


Fig. 6. Reprezentarea schematică a structurii *pnpn* sub forma unui nod de rețea.

În momentul t_0, cînd se aplică impulsul de blocare I'_G pe poartă, începe prima etapă a procesului tranzitoriu căreia îi corespunde un curent constant I în circuitul de sarcină (fig. 6). Durata minimă a acestei etape, care se obține la valori mari ale curentului I'_G este egală cu 1/3 din timpul de tranzit al barei p_2 [22], [29]. În decursul celei de a doua etape are loc o scădere bruscă a curentului anodic de sarcină. Constanta de timp a acestei etape coincide cu constanta de timp a frontului de amorsare al structurii *pnpn* [22], [29]. În cadrul celei de a treia etape (fig. 6), are loc blocarea joncțiunii de emiter J_3, iar curentul I'_G nu-și poate menține valoarea constantă. Paralel cu aceste fenomene are loc un proces

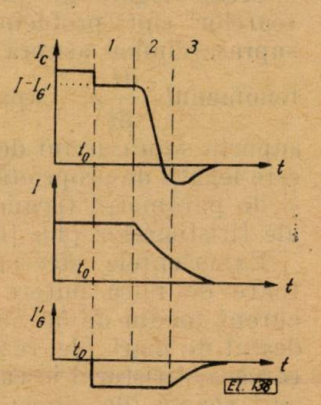


Fig. 7. Diagramele curenților la stingerea tiristoarelor GTO pe electrodul de comandă:
I — curentul de sarcină;
I_C — curentul de catod;
I'_G — curentul de comandă.

independent de îndepărtare a purtătorilor de sarcină excedentari din transistorul component *pnp* cu baza groasă n_1 [22], [29].

Problemele procesului tranzitoriu la stingerea tiristoarelor GTO a fost abordată sub diverse aspecte în lucrările [4], [8], [21], [22], [24], [29]. Totuși pînă în prezent nu

toate fenomenele sînt complet elucidate sau optim explicate [29]. O serie de precizări ulterioare sînt inerente, pentru a se putea constitui o teorie unitară şi riguros fundamentată a acestor procese.

Stabilitatea termică şi fiabilitatea elementelor semiconductoare de siliciu cu structura pnpn

Pentru tiristoare, ca de altfel pentru toate elementele semiconductoare (diode, transistoare etc.), temperatura este factorul hotărîtor care determină variaţia parametrilor dispozitivului semiconductor, avînd un rol decisiv în stabilirea gradului de fiabilitate al acestuia. Tiristoarele ce se fabrică în prezent pot opera, cu sau fără radiator, pînă la o temperatură a cristalului de siliciu de 140 — 150°C. Pentru a mări durata de viaţă a tiristoarelor, regimul lor de funcţionare este aproape întotdeauna calculat pentru o temperatură maximă mai mică, de aproximativ 110 — 125°C. În ultimul timp însă, au început să se fabrice tiristoare cu avalanşă controlată [20], care pot opera la temperaturi mai ridicate, de aproximativ 180°C. Dar şi în acest caz pentru asigurarea unui grad ridicat de fiabilitate, regimul lor de funcţionare este calculat pentru temperaturi maxime de 140 — 150°C.

În literatura de specialitate lipsesc aproape cu desăvîrşire date cantitative despre gradul de fiabilitate al tiristoarelor. Singura lucrare care oferă o serie de considerente calitative pentru evaluarea fiabilităţii tiristoarelor este manualul companiei General Electric [5]. Criterii interesante pentru stabilirea comparativă a gradului de fiabilitate al elementelor semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn* pot fi găsite în excelenta lucrare a lui Drujinin [28].

Strîns legate de problema fiabilităţi tiristoarelor sînt problemele legate de acţiunea suprasarcinilor asupra tiristoarelor precum şi fenomenul $\frac{di}{dt}$. Capacitatea tiristoarelor de a suporta suprasarcini deci temperaturi ridicate, este legată de proprietăţile cristalului de siliciu şi de parametrii termici ai părţilor componente ale tiristoarelor [4], [5], [25], [26].

Experienţele efectuate de autor cu tiristoare de mică putere de tipul 2U101 cu un curent mediu de 50 mA au arătat că la valori destul de mari ale rezistenţei termice cristal-carcasă, tiristorul ieşea din funcţiune la impulsuri scurte (de cîteva μs) a unei suprasarcini moderate (100 — 150 mA), în cazul cînd perioada de repetiţie a suprasarcinii (300—400Hz) se apropia de valoarea constantei termice de relaxare a cristalului de siliciu, care avea valori cuprinse între 1 şi 10 ms. În acest caz, după fiecare impuls de suprasarcini, cristalul nu mai avea timp să se răcească, temperatura lui creştea de la ciclu la ciclu şi în final depăşea temperatura maxim-admisibilă. O serie de investigaţii interesante privind această problemă sînt abordate în lucrările mai sus menţionate.

Efectul $\frac{di}{dt}$ este caracteristic în special tiristoarelor de putere cu dimensiuni mari ale cristalului de siliciu. La amorsarea tiristoarelor, în primul moment după aplicarea semnalului de comandă, conducţia se localizează într-o regiune îngustă situată lîngă electrodul de comandă, ceea ce duce la o creştere considerabilă a densităţii curentului. Dacă viteza de creştere a curentului prin structura *pnpn* $\frac{di}{dt}$ depăşeşte o valoare critică strict determinată, atunci puterea disipată în regiunea aflată în conducţie — şi implicit şi temperatura depăşesc valorile maxim — admisibile şi tiristorul iese din funcţiune [4], [5], [10], [13], [16], [17], [18]. Conectarea unei inductanţe mici în anodul tiristorului poate preveni producerea acestui fenomen, dar ameliorările tehnologice constituie factorul primordial care ar putea facilita împiedicarea producerii acestui efect destructiv.

Influenţa temperaturii asupra parametrilor tiristorului este perfect elucidată în prezent [4], [5], [6], [16], [25]. Singura problemă care reclamă încă clarificări şi în consecinţă şi unele măsuri tehnologice, este problema aprinderii „autocondiţionate" a tiristoarelor, aflate sub o tensiune anodică normală şi la o temperatură destul de ridicată de 40 — 80°C [14], [19].

Concluzii

Apariţia şi dezvoltarea tehnicii elementelor secmiconductoare de siliciu cu structura *pnpn* a constituit o revoluţie în electronică, automatică şi electrotehnică. Dacă pînă nu demult direcţia principală de dezvoltare în tehnica acestor dispozitive semiconductoare a fost mărirea curenţilor şi tensiunilor de lucru, în prezent, în special după perfecţionarea tetrodelor-tiristor, un interes cel puţin la fel de constant îl constituie problema reducerii timpilor de comutaţie atît la exemplare de putere, cît şi la cele de mică şi medie putere. Folosirea tehnologiei planare şi epitaxiale deschide mari posibilităţi de proiectare a tiristoarelor de puteri reduse şi cu timpi de comutaţie de ordinul nanosecundelor [19], [27].

În prezent lipsesc practic date în literatura de specialitate privind calculul şi proiectarea tiristoarelor planare, dar din considerente generale reiese clar că această tehnologie va permite mărirea considerabilă a frecvenţei de lucru a tiristoarelor şi deci va lărgi şi mai mult sfera de aplicabilitate a acestora, unele circuite cu tiristoare fiind mult mai simple decît circuitele analoage clasice cu transistoare [19].

În articol s-au prezentat preocupările actuale în tehnica elementelor semiconductoare cu structura *pnpn*, privite prin prisma realizărilor din ultimii ani în acest domeniu. Diversele aspecte ale funcționării tetrodei-tiristor, care are o deosebită perspectivă de aplicație în viitor, fiind destul de complet tratate în literatura de specialitate, nu au mai fost abordate în lucrare.

În articol sînt prezentate, de asemenea, date cu privire la parametrii tiristoarelor ce se fabricau în serie în anul 1968. Este de așteptat ca în timpul apariției acestei lucrări, tehnologia de fabricație să dea naștere la noi exemplare mai perfecționate și o serie de date, privind în special valorile parametrilor elementelor semiconductoare cu structura *pnpn* să se perimeze în decursul acestei perioade.

Bibliografie

[1] *Moll, J. L., Tanenbaum, M., Goldey, J. M.* și *Holonyak M. pnpn* transistor switches. În : Proceedings IRE vol. **44**, nr. 9, 1956, p. 1 174.

[2] *Misawa, T.* Turn-on transient of pnpn triode. În : Journal of Electronics and Control. vol. **7**, nr. 6, 1959, p. 523—527.

[3] *Storm, H. F.* Introduction to turn-off silicon controlled rectifiers. În : IEE Transactions on Communications and Electronics, July 1963, p. 375—383.

[4] *Gentry, E. D., Gutzwiller, F. W., Holonyak, N.*, von *Zastrow E. E.* Semiconductor controlled rectifiers ; principles and applications of *pnpn* devices. New-Jersey, Prentice-Hall Series, 1964.

[5] *Gutzwiller, F. W.* (editor) Silicon controlled rectifiers manual. 4th edition, NewYork, 1967.

[6] *Raderecht, P. S.* și *Hogarth, C. A.* Temperature variation of parameters of silicon controlled rectifiers. În : Journal of electronics and control, vol. **17** nr. 2, 1964, p. 145—157.

[7] *Bergman, G. D.* The gate-triggered turn-on process in thyristors. În : Solid-State electronics. vol. **8**, nr. 9, 1965, p. 757—765.

[8] *Davies, R. L.* și *Petruzella, J.* pnpn charge dynamics. În : Proceedings IEEE, vol. **55**, nr. 8, 1967, p. 1 318—1 330.

[9] *Glebov, B, A., Nedolujko, I. G.* și *Popov V. V.* Perehodnîi proțess pri vkliucenii tiristorov. În : Radioelektronika, V.U.Z., tom. **10**, nr. 9—10, 1967, p. 971—979.

[10] *Ikeda, S.* și *Araki, T.* The di/dt capability of thyristors. În : Proceedings IEEE, vol. **55**, nr. 8, 1967, p. 1 301—1 305.

[11] *Gibbons, J. F.* Graphical analysis of the I—V characteristics of generalized pnpn devices. În : Proceedings IEEE, nr. **55**, nr. 8, 1967, p. 1 366—1 374.

[12] *Stepanenko, I. L.* Osnovî teorii transistora i transistornîh shem. Moscova, Energhia, 2oe izdanie, 1967.

[13] *Borst, D. W.* Turn-on action in large-area controlled rectifiers. În : Proceedings IEEE, vol. **55**, nr. 8, 1967, p. 1 489—1 490.

[14] *Kuzmin, V. A.* și *Brajnikov, V. A.* O samoproizvolnom vkliucenii priborov pnpn. În : Radiotehnika i Elektronika, tom. **XII**, nr. 4, 1967, p. 668.

[15] *Lebedev, A. A.* și *Uvarov, A. I.* Postoiannaia vremeni rassasivaniea zariada v pnpn strukture pri vîkliucenii eio pod deistviem obratnovo napriajeniea. În : Radiotehnika i Elektronika, tom. **XII**, nr. 4, 1967, p. 686—692.

[16] *Read, J. S.* și *Dyer, R. F.* Power thyristor rating practices. În : Proceedings IEEE, vol. **55**, nr. 8, 1967, p. 1 288—1 301.

[17] *Somos, I.* și *Piccone, D. E.* Behavior of thyristors under transsient conditions. În : Proceedings IEEE, vol. **55** nr. 8, 1967, p. 1 306—1 311.

[18] *Landström, J.* Temperature rise in thyristors during turn-on. În : International Journal of Electronics, vol. **23**, nr. 1, 1967, p. 69—82.

[19] *Kuzmin, V. A.* și *Perșenkov, V. S.* Tiristorî. Sbornik Poluprovodnikovîe priborî i ih primenenie, vîpusk 19, 1968, p. 107—128.

[20] *Grehov, I. V.* și *Tucikevici, V. M.* Moșcinîe tiristorî s kontroliruemîm lavinoobrazovaniem, serii T—2. În : Elektricestvo, nr. 9 1968, p. 46—50.

[21] *Gorohov, V. A.* Perehodnîe proțessî pri vîkliucenii tiristorov. În : Radiotehnika, V.U.Z., tom. **X**, nr. 3, 1968, p. 254—266.

[22] *Lebedev, A. A., Uvarov, A. I.* și *Celnokov, V. E.* Perehodnîi proțess pri vîkliucenii pnpn strukturi posredstvom toka upravleniea bazî. În : Radiotehnika i Elektronika, tom. **XIII**, nr. 1, 1968, p. 115—123.

[23] *Silard, A.* Procese tranzitorii la amorsarea tiristoarelor pe electrodul de comandă. În Telecomunicații, nr. 5—6, 1968, p. 216—219.

[24] *Silard, A.* Analiza unor aspecte ale comutației tiristoarelor GTO. În : Automatica și Electronica, nr. 5, 1968, p. 228—232.

[25] *Silard, A.* Determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică. În : Automatica și Electronica, nr. 1, 1968, p. 33—37.

[26] *Silard, A.* Metodă de analiză a proceselor termice nestaționare în tiristoare. În : Electrotehnica, nr. 10, 1968, p. 378—383.

[27] *Beale, J. R. A.* Modern developments in semiconductor devices. În : British Journal of Applied Physics, series 2, vol. **1**, nr. 10, 1968, p. 1 229—1 240.

[28] *Drujinin, G. V.* Siguranța în funcționare a sistemelor (traducere din limba rusă). București, Editura tehnică, 1968.

[29] *Silard, A.* Analiza proceselor tranzitorii la blocarea pe poartă a dispozitivelor semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn*. În : Telecomunicații, nr. 2, 1970.

Intrat în redacție la 2.VII.1969

REFERATE

Electricitate

CZ 537.228.4

Hulme, K. F. **Efectul electrooptic** (The electro-optic effect). În: Electronic Components, **10**, nr. 1, 1969, p. 69—73.

Se prezintă efectul electrooptic, cunoscut sub acea modificare pe care o are indicele de refracție a unor anumite materiale, sub influența unui cîmp electric exterior. Astfel, modificarea indicelor de refracție în cazul efectului Kerr depinde de pătratul intensității cîmpului în timp ce în cazul efectului Pokels variația este liniară. Cele două efecte se bazează pe faptul că o rază luminoasă ce traversează o substanță prezentînd un efect electrooptic, se divide în două raze liniar polarizate care traversează substanța cu viteze de fază diferențiate. Cîmpul electric exterior comandă decalajul între aceste două raze luminoase.

Se descriu dispozițiile electrooptice mai frecvent întîlnite în tehnică: cele longitudinale la care deviația cîmpului corespunde cu direcția de propagare a luminii și cele transversale la care liniile de cîmp sînt orientate perpendicular pe raza luminoasă.

Dintre aplicații: modularea de fază, de polarizare, producerea unei lumini cu polarizare modulată, măsura distanțelor, măsurarea tensiunilor înalte.

Fl. T.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.011: 620.93

Nedelcu, V. **O nouă teoremă generală a conversiunii electromagnetice** (Ein neues allgemeines Theorem der elektromechanischen Konversion). În: WZE-Wissenschaftliche zeitschrift der Elektrotechnik, tom **13**, nr. 3, 1969, p. 141—158, 11 fig., 6 ref. bibl.

În lucrare se dezvoltă următoarele probleme:

— premisele teoretice ale reprezentării generatorului sincron echivalent și definirea conceptelor de energie și coenergie magnetică;

— scrierea ecuațiilor de funcționare a generatoarelor sincrone și precizarea structurii relațiilor de calcul atît pentru energia și coenergia magnetică cît și pentru energia magnetică reactivă;

— considerații asupra ciclului electrodinamic și asupra energiei maxime de conversiune;

— se stabilește teorema generală a conversiunii energetice și se definește noțiunea de arie a ciclului electromecanic;

— în concluzie se precizează că energia corespunzătoare ariei ciclului electromecanic în unitatea de timp reprezintă puterea activă generată în circuitele mașinii.

Se demonstrează că procesul de conversiune electromecanică se desfășoară pe fondul energiei reactive. Se stabilește o nouă teoremă fundamentală a conversiunii energetice conform căreia energia transformată dintr-o formă în alta este egală cu aria suprafeței acoperită simultan de variația energiei și coenergiei magnetice. Se face o serie de precizări și se aduc contribuții de natură să cerceteze unele concepte publicate în literatură referitor la teoria mașinilor electrice.

A. C.

CZ 621.3.014.3.001.24: 621.316.262: 66/69

Cooper, C. B., Mac Lean, D. M. și Williams, K. G **Aplicarea rezultatelor experimentale pentru calculul curenților de scurtcircuit în sisteme mari industriale ce conțin sarcini concentrate de tipul mașinilor de inducție.** (Application of test results to the calculation of short-circuit levels in large industrial systems with concentrated induction-motors loads). În: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 11, 1969, p. 1 900—1 906, 11 fig., 7 ref. bibl.

În ultimii ani au apărut în sistemele electroenergetice mari consumatori concentrați de tipul motoarelor de inducție (în special combinate chimice). În timpul avariilor curenții de scurtcircuit sînt generați nu numai de mașinile sincrone din sistem, ci și de aceste mari motoare asincrone. Efectul lor însă este limitat la circa zece perioade și valoarea maximă este atinsă în general în prima perioadă. Dacă, din punctul de vedere al întreruperii circuitului în sistemele de tip vechi, cu mari timpi de protecție, efectul lor este neglijabil pentru întrerupătoarele moderne care lucrează la circa 4—5 perioade de la începutul avariilor aceste efecte trebuie luate în considerație. În plus, solicitările termice și dinamice ale aparatelor electroenergetice depind direct de valoarea primei alternanțe.

Autorii prezintă o metodă empirică bazată pe încercări în sistem care permite predeterminarea curenților de scurtcircuit în astfel de cazuri. Sînt luate în considerație două exemple distincte, un consumator concentrat (un motor de 22 000 CP) și consumatori distribuiți pe bare de diverse tensiuni (11 kV, 3,3 kV și 450 V).

Rezultatele analitice finale obținute în baza unor încercări particulare sînt comparate cu testele pe viu, precizia lor fiind satisfăcătoare.

R.M.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.3: 621.3.018.782.3

Mikleev, M. S. **Metoda determinării conductanței mașinilor de curent alternativ** (Metod opredelenia perehodnoi provodimosti maşîn peremenovo toka). În Elektricestvo, nr. 4, apr 1969, p. 32—36, 3 fig. 2 ref. bibl.

Se scriu ecuațiile de legătură între curenții care circulă prin circuitul echivalent al mașinii și se fac considerații asupra metodelor de oscilografiere a mărimilor electrice. Pe baza acestor considerente analitice și experimentale se determină parametrii mașinii electrice și se precizează conductanța circuitului electric.

Soluțiile ecuațiilor scrise pentru mărimile electrice ale mașinii sînt de tip exponențial și dau, cu eroare practic neglijabilă, domeniul de variație pe de o parte a curenților iar pe de altă parte a conductanței.

Pentru a ilustra modul de aplicare a teoriei expuse, autorul dă un exemplu de calcul folosind tipurile cele mai reprezentative de mașini electrice asincrone. Remarcile făcute asupra mașinilor electrice mai frecvente în practica industrială sînt concretizate în special pentru motoarele asincrone de tipul AS—92—24/6. Pentru a obține date suficient de concludente s-au executat calculele pe un calculator cifric pe baza unui program scris în cod mașină.

A.C.

CZ 621.313.2.013.1.001.2

White, R. L., Scott, A. W. şi Hartley, R.H. **Proiectarea optimă şi predeterminarea caracteristicilor maşinilor de curent continuu puternic saturate în cazul producţiei de mare serie** (Optimum design and performance calculations of highly magnetically saturated d.c. machines for large-scale production). În : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 11, 1969, p. 1 891—1 899, 16 fig., 12 ref. bibl.

Maşinile electrice moderne, de mare putere specifică, sînt caracterizate prin densităţi de curent mari şi inducţii magnetice ridicate. Analiza şi sinteza unor asemenea maşini ridică probleme complicate ce nu pot fi rezolvate decît prin metode iterative, apelîndu-se la calculatoare numerice.

Autorii prezintă programul de calcul pentru proiectarea şi predeterminarea caracteristicilor unei maşini de curent continuu necompensate, program ce poate fi corelat cu alte programe ce ţin seamă de preţul unitar şi cheltuielile de exploatare.

Metoda este aplicabilă în special la maşini cu un număr redus de crestături pe pol, acolo unde comutaţia are efecte importante. Sînt calculate tensiunile magnetomotoare pentru diverse căi de curent, dîndu-se o atenţie zonei crestăturilor. Aici sînt luate în consideraţie două situaţii distincte : pe linia polară se află fie un dinte, fie o crestătură. În ipoteza unui echipotenţial magnetic al polilor şi fundului crestăturilor, se calculează pentru ambele cazuri tensiunea magnetică a fiecărui dinte în parte şi se însumează, obţinîndu-se o t.m.m. echivalentă. Media celor două valori calculate reprezintă mărimea ce se utilizează mai departe. Un calcul prea detaliat conduce totuşi la o convergenţă proastă şi se preferă pentru simplificare înlocuirea crestăturilor reale, în general, de formă ovală, cu o crestătură dreptunghiulară, echivalentă. Prin două-trei procese iterative, noua caracteristică magnetică este foarte apropiată cu cea reală

Se prezintă un program ALGOL, pentru un Eliot 803 B şi caracteristicile obţinute teoretic sînt comparate cu cele experimentale, realizîndu-se o suprapunere aproape perfectă.

R. M.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.632.064.4.

Poliakov, L. M. ş.a. **Protessî otkliucenija tiristornîh vîpriamitelei rabotaiuşcih na smeşannuiu nagruzku** (Procesele de decuplare ale redresoarelor tiristorizate care lucrează cu o sarcină mixtă). În : Elektricestvo, nr. 11, 1969, p. 72—76, 4 fig., 3 ref. bibl.

S-au examinat detaliat problemele legate de obţinerea relaţiilor analitice de bază pentru schemele redresoarelor tiristorizate în punte fără diodă de nul, în cazul regimului de lucru al acestora cu o sarcină rezistivo-inductivă (unele tipuri de invertoare, motoarele de curent continuu etc.). Analiza teoretică s-a efectuat pornind de la unele simplificări uzuale. Premisele şi investigaţiile teoretice s-au verificat experimental.

S-au constatat cazurile în care redresoarele tiristorizate (în punte) semicomandate (cu un număr egal de diode şi tiristoare), nu pot fi decuplate pe calea întreruperii semnalelor de comandă aplicate pe porţile tiristoarelor, şi anume : 1) atunci cînd sarcina rezistivo-inductivă este pasivă ; 2) în cazul regimului staţionar, cînd raportul valorilor parametrilor este strict determinat ; 3) în timpul pornirii forţate a unui motor ; 4) în cazul unui scurtcircuit la bornele motorului, în prezenţa unui şoc la intrare.

Pentru îmbunătăţirea (uşurarea) procesului (şi a condiţiilor) de decuplare a redresoarelor, se recomandă folosirea diodei de nul în paralel cu redresorul.

În redresoarele în punte trifazice (semicomandate sau în întregime comandate), la un raport strict determinat al valorilor pe care le au parametrii circuitului de sarcină, este posibilă întîrzierea procesului de decuplare a redresorului chiar după tăierea impulsurilor de comandă aplicate pe porţile tiristoarelor. Această întîrziere poate fi evaluată cu ajutorul unei relaţii analitice obţinute de autori şi prezentată în lucrare.

Investigaţiile experimentale s-au efectuat (ca de altfel şi analiza teoretică) pentru trei tipuri de scheme de redresoare tiristorizate în punte : redresorul în punte cu şase tiristoare, redresorul în punte cu două tiristoare şi două diode şi redresorul în punte cu trei tiristoare şi trei diode (ultimele două redresoare fiind semicomandate).

A.S.

CZ 621.314.572

Puşkin, V. Ia. **Protess kommutaţii v parallelnom invertore** (Procesul de comutaţie în invertorul paralel). În : Elektricestvo, nr. 11, 1969, p. 59—62, 4 fig., 3 ref. bibl.

S-a efectuat analiza teoretică şi experimentală a invertorului paralel cu două tiristoare. Un accent deosebit s-a pus pe evaluarea cantitativă a duratei procesului de comutaţie şi a timpului real de blocare al tiristoarelor la pornirea invertorului şi în regimuri staţionare în funcţie de relaţiile existente între parametrii circuitului de forţă şi frecvenţa de lucru. S-a constatat că pe măsura creşterii puterii nominale a invertorului şi a frecvenţei lui de lucru, posibilităţile efectuării pornirii directe a instalaţiei scad simţitor ca urmare a micşorării pronunţate a „timpului de blocare la pornire" (al tiristoarelor) şi creşterii timpului de comutaţie în a doua semiperioadă a ciclului, în comparaţie cu regimul staţionar Micşorarea timpului de comutare la pornirea invertorului paralel şi mărirea siguranţei la pornirea acestuia, se pot obţine prin micşorarea, pe durata pornirii, a rezistenţei circuitului de comutare (de exemplu, prin micşorarea valorilor inductanţelor din anodul tiristoarelor) sau prin mărirea tensiunii pe condensatorul de comutare şi micşorarea curentului sursei de alimentare a invertorului pe durata primei comutări a tiristoarelor. Acelaşi efect se poate obţine şi prin mărirea factorului de putere a uneia dintre ramurile paralele ce constituie sarcina şi care conţine inductanţa din circuitul de sarcină.

Caracteristicile timpului de comutare şi blocare, calculate de autor şi prezentate în lucrare, permit alegerea valorilor inductanţelor din anodul tiristoarelor astfel, încît să se asigure regimul normal de lucru al tiristoarelor în cazul funcţionării instalaţiei în regim staţionar. De asemenea, cu ajutorul acestor caracteristici se pot obţine evaluări ale gradului de influenţă a diverselor dispozitive de pornire asupra procesului de pornire şi se pot alege parametrii acestor dispozitive.

Majoritatea rezultatelor obţinute de autor şi recomandările făcute de acesta îşi păstrează valabilitatea şi pentru invertorul paralel cu patru tiristoare.

A. S.

CZ 621.314.572.029.45

Indri, G. **Inverter tipo serie nel riscaldamento ad induzione a media frequenza** (Invertor de tip serie pentru încălzire prin inducţie la frecvenţe medii). În : L'Elettrotecnica, vol. LVI, nr. 9, sept 1969, p. 555 — 568, 32 fig., 21 ref. bibl.

Se efectuează analiza unei scheme simple de invertor de tip serie cu tiristoare şi contradiode, destinat încălzirii prin inducţie la frecvenţe medii (2 000 — 10 000 Hz). Tiristoarele din invertorul examinat sînt protejate la supratensiuni şi la variaţii bruşte ale tensiunii (efectul $\frac{du}{dt}$) prin grupuri RC în paralel pe ele, iar la $\frac{di}{dt}$ — prin inductanţe în serie cu tiristoarele. În urma analizei teoretice efectuate pentru circuitul de bază al invertorului, precum şi pentru variantele acestuia, au rezultat expresii analitice pentru tensiunile pe tiristoare pe contradiode, pe circuitul de sarcină, precum şi pentru curentul prin tiristoare şi contradiode în funcţie de timp. În lucrare se arată apoi, cu ajutorul unor diagrame, variaţia în timp a acestor mărimi, mai sus menţionate, în timpul funcţionării invertorului. Sînt prezentate o serie de grafice şi diagrame, calculate de autor pentru invertorul dat, care relevă influenţa factorului de calitate Q al circuitului de sarcină şi a unghiului de întîrziere (a aprinderii) asupra funcţionării invertorului. Se discută pe larg influenţa

unei inductanţe cu priză mediană, plasată între catodul unuia dintre tiristoare şi anodul celuilalt, asupra funcţionării, performanţelor şi parametrilor principali ai invertorului de tip serie cu contradiode.

Premisele teoretice s-au verificat experimental la frecvenţa de 4 000 Hz cu un invertor serie avînd puterea utilă de 6,5 kW şi un factor de calitate al circuitului de sarcină de 9,5. Se prezintă rezultatele experimentale obţinute cu acest invertor, precum şi oscilogramele tensiunilor în punctele cele mai interesante ale circuitului. Sînt menţionate caracteristicile principale ale invertorului studiat experimental (valorile elementelor, curentul maxim, tensiunea de lucru etc.). Pentru protecţia la viteza de variaţie a curentului pron tiristoare (efectul $\frac{di}{dt}$) se foloseşte o inductanţă cu priză mediană, iar pentru suprimarea supratensiunilor pe tiristoare şi a efectului $\frac{dU}{dt}$ se foloseşte un grup de protecţie, care constă dintr-o diodă, un condensator şi două rezistenţe.

A. S.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.616.96; 621.315.2

Mühlethaler, R. **Policlorura de vinil în firele şi cablele electrice** (Le polychlorure de vinyle dans le fils et les câbles électriques). În: Bull. ASE **60**, nr. 15, 1969, p. 667 — 671, 4 tab., 17 ref. bibl.

Datorită proprietăţilor binecunoscute ale PVC, acesta îşi găseşte o largă utilizare ca izolant de joasă tensiune şi frecvenţă, precum şi sub formă de cămăşi anticorosive a cablurilor cu izolaţie din plastic. Se analizează constituenţii PVC-ului, insistîndu-se asupra plastifianţilor, stabilizatorilor şi colorantului; alegerea şi proporţia diverşilor constituenţi permite să se obţină amestecuri cu calităţi foarte diferite. Astfel, pentru cazul cablurilor cu izolaţia din PVC, care să reziste la o încălzire produsă de un scurtcircuit, se arată că schimbarea unor condiţii de polimerizare conduce la creşterea duratei de funcţionare a cablurilor în regimuri anormale. De asemenea, pentru temperaturi de lucru superioare lui 105 °C pot apare deteriorări ale PVC-ului, datorate pierderii de plastifiant prin evaporare, degradarea răşinii şi formarea acidului clorhidric. Soluţia care evită aceste inconveniente o constituie întrebuinţarea unui stabilizator foarte eficace, ameliorat încă prin adăugarea unui antioxidant ce acţionează asupra răşinii şi plastifiantului. Pentru temperaturi înalte stabilizantul cel mai eficace este ftalatul dibazic de plumb, iar antioxidanţii: compuşi fenolici cu greutate moleculară ridicată, de tipul Bisfenol A şi Topanol.

Se prezintă rezultatele experimentale obţinute pe diferite reţete. Încercările în mediu exterior au arătat că proprietăţile mecanice ale amestecurilor PVC au fost puţin influenţate, iar rezistenţa la lumină depinde de calitatea coloranţilor utilizaţi.

Fl. T.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglajul energiei electrice*

CZ 621.316.925. 45: 621.314.222.8.011.4

Pohl Manfred şi Schröder Herst. **Influenţa fenomenelor tranzitorii din transformatoarele de tensiune capacitivă asupra discriminării direcţionale a releelor de distanţă** (Influence des phénomènes transitoires dans les transformateur de tension capacitifs sur la discrimination directionnelle de relais de distance). În: ETZ-A, t. **90**, nr. 4, 1969, p. 84 — 88, 10 fig., 3 ref. bibl.

Fenomenele tranzitorii în transformatoarele de tensiune capacitivă în caz de scurtcircuit la bornele înfăşurării primare pot produce perturbaţii asupra discriminării direcţionale a releelor rapide de distanţă. Se studiază situaţiile în care pot apărea perturbaţii asupra discriminării direcţionale a releelor rapide de distanţă şi se propun măsuri pentru prevenirea unor asemenea situaţii. Rezultatele se rezumă astfel:

— influenţa oscilaţiilor tranzitorii de joasă frecvenţă asupra releului direcţional se face sesizată dacă tensiunea aplicată este mai mică cu 16% decît cea nominală;

— această situaţie poate fi evitată printr-o serie de măsuri aplicate releelor direcţionale de distanţă;

— folosirea unui circuit cu filtru special face posibilă eliminarea perturbaţiei şi asigură funcţionarea normală a aparatelor electrice.

A. C.

CZ 621.316.99

Homberger, E. **Punerea la pămînt pentru protecţia instalaţiilor de înaltă sau de joasă tensiune** (La mise à la terre pour la protection d'installations à haute ou à basse tension). În: Bull. ASE **60**, nr. 10, 1969, p. 436 — 441, 5 fig., 7 ref. bibl.

Pornind de la faptul că în ultimii ani, numeroasele inovaţii tehnice introduse (cabluri cu trei învelişuri, conducte de apă în tuburi ce nu sînt conductoare, posturi de distribuţie de tensiuni înalte cu intrări în cabluri etc.) reduc din eficacitatea punerilor la pămînt a instalaţiilor electrice, autorul prezintă cîteva consideraţii privind alegerea corectă a unei prize. Cîteva probleme specifice domeniului sînt analizate pe larg: variaţia tensiunii la priza de pămînt, calitatea unei puneri la pămînt (şi în special „comanda" căderilor de tensiune în instalaţiile de curenţi tari pentru a nu se produce tensiuni periculoase pentru oameni şi animale), genurile de prize funcţie de destinaţia lor.

Se fac consideraţii privind semnificaţia pămîntului de protecţie şi de serviciu dîndu-se precizări pentru cazurile în care se utilizează aşa-numitul „pămînt separat". De asemenea se comunică din experienţa obţinută la unele lucrări de canalizare subterană, realizarea unor tipuri de prize (generală şi separată) pentru o instalaţie de înaltă tensiune, posturi de transformare etc.

Fl. T.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor şef: 14.90.27. Redacţia: Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5119. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

SZABÓS KÖNYVTÁRA

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.315.512.014.1 : 538.542

Hortopan, V.: **Die Reaktion des zylindrischen massiven Leiters auf die direkte Stromerregung.**

Electrotehnica **18**, H. 4, April 1970, S. 117–121

Der zylindrische Volleiter aus widerstandsleistenden Material, der als Shunt verwendet wird, besitzt eine Reaktionszeit, die von den geometrischen Abmessungen und vom Material bestimmt ist. Die Arbeit bestimmt die Reaktionszeit für Manganinfäden mit den Durchmessern von 0,1 –10 mm durch Integrierung der Maxwell'schen Gleichungen. Ein Antwortzeit der Grössenordnung ns erhält man falls der Leiterdurchmesser in der Grössenordnung von Millimeterbruchteilen ist.

DK 621.313.32 – 573.042.12 : 621.3.018.143

Nicolaide, A. und *Drăgănescu, O.*: **Einfluss der Sättigung auf die asynchronen Anlassvorgänge der Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen.**

Electrotehnica **18**, H. 4, April 1970, S. 121–128

Der Einfluss der Sättigung auf die asynchronen Anlasserscheinungen der Maschine ist besonders wichting. Die Versuche ergeben dass der Wert des Drehmomentes nicht im Verhältnis dem Quadrat der Spannung sonder viel rascher ansteigt. So kommt es dass der Wert des Drehmomentes, den man bei $U = 0{,}5\ U_N$ erhält, den für die ungerättigten Parameter berechneten Wert um 40% übersteigt während der Wert des Drehmomentes, den man ungefähr bei der Spannung $U = 0{,}15\ U_N$ erhält, praktisch gleich dem für die ungesättigten Parameter berechneten Wert ist. Ferner werden wichtige, in der Literatur anzutreffenden Abweichungen gerechtfertigt.

DK 621.313.32.011.3 : 621.317.334.014.33

Oprişan, P.: **Bzgl. der Bestimmung der inneren Parameter der Synchronmaschine.**

Electrotehnica **18**, H. 4, April 1970, S. 129–133

Dargestellt wird die Bestimmungsmöglichkeit der Wirkreaktanzen und der Innenparameter der Synchronmaschine mittels der Methode der Uebergangreaktion des Stromes – im Richtung der zwei Axen bei der Aenderung der Einheitsstufe der Speisespannung. Die Bestimmung einer grossen Anzahl der Maschinenparameter durch eine relativ einfache Art stellt die Hauptvorteile des Verfahrens dar, welches eine Synthese der statischen und dynamischen Methoden darstellt, die z. z. bekannt sind und angewandt werden.

DK 621.313.333/335.004.2

Bergman, I., Teodoru, E. und *Leonte, P.* : **Einige Bemerkungen bzgl. des Kaskadenbetriebes der Asynchronmaschine mit einer Reihendrehstrommaschine mit Kollektor.**

Electrotehnica **18**, H. 4, April 1970, S. 134–138

In der Arbeit verfolgen die Verfasser eine verallgemeinerte Untersuchung der Kaskade eines Asynchronmotors mit einem Reihenphasenkompensator zwecks Verbesserung deren Eigenschaften. Auf Grund der abgeleiteten Ausdrücke wurden theoretische Schlüsse gezogen, die dann auch durch Versuche geprüft wurden.

DK 621.314.632.001.12 Si

Silard, A. : **Gegenwärtige Entwicklungsprobleme in der Technik der Silizium-Halbleiter mit der Struktur pnpn.**

Electrotehnica **18**, H. 4, April 1970, S. 139–145

Der Aufsatz behandelt die aktuellen Probleme auf dem Gebiet der Halbleitervorrichtungen aus Silizium mit der *pnpn*-Struktur. Hervorgehoben werden die verschiedenen Gesichtspunkte der Thyristorentechnik, die seit deren Erscheinung ihre Lösung fanden.

REFERATE 146–148

CONTENTS

DC 621.315.512.014.1 : 538.542

Hortopan, V. : **The response to the current gradient excitation of the full cylindrical conductor.**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 117–121

The full cylindrical conductor, from resistive material, used as shunt has an response time determined by the geometrical dimensions and the material. The response time for manganine threads with diameters of 0,1–10 mm has been determined by integrating the Maxwell's equations. An response time of the ns order is obtained if the diameter of the conductor is of the order of millimeter fractions.

DC 621.313.32–573.042.12 : 621.3.018.143

Nicolaide, A. and *Drăgănescu, O.* : **The influence of saturation on the asynchronous starting characteristics of synchronous machines with apparent poles.**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 121–128

The influence of saturation on the asynchronous starting characteristics is particularly important. It results from the experimental tests that the value of couple does not increase proportionally with the square of the voltage, but much faster. Thus, the value of the couple obtained at the voltage $U = 0{,}5\ U_N$ comes to be by 40 % higher than the value calculated for unsaturated parameters and the couple value obtained approximately at the voltage $U = 0{,}15\ U_N$ being practically equal with the value calculated for unsaturated parameters. Some important deviations met with in the literature are substantiated.

DC 621.313.32.011.3 : 621.317.334.014.33

Oprişan, P. : **Concerning the determination of the internal parameters of synchronous machines.**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 129–133

The possibility is presented of determining the operational reactances and the internal parameters of the synchronous machines by the method of the transienty response in the current, after the two axes, to the unitary gradient of the feeding voltage. The determination of a great number of parameters of the machine by a relatively simple way represents the essential advantage of the procedure which constitutes a synthesis of the static and dynamic methods known, and applied at present.

DC 621.313.333/335.004.2

Bergman, I., Teodoru, E. and *Leonte, P.* : **Some observations concerning the operation of asynchronous machines in cascade with a series three-phase machine with collector.**

Electrotehnica **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 134–138

The paper contains a generalised analysis of the cascade of an asynchronous motor with a series phase modifier in order to improve its performances. On the basis of the expressions deduced, some theoretical conclusions have been drawn and experimentally checked.

DC 621.314.632.001.12 Si

Silard, A. : **Some present development problems in the technique of silicium semiconductor elements with *pnpn* structure.**

Electrotehnica, **18**, nr. 4, aprilie 1970, p. 139–145

Some present problems in the field of semiconductor silicium devices with *pnpn* structure are discussed. Different aspects of the tiristor technique which have been solved during the period elapsed since the occurrence of tiristors are also mentioned.

REPORTS 146–148

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

CZ 621.314.57

Nopira Kawsky, J. **Comportarea invertorilor în operare.** În : Elektrie **23**, nr. 8, 1969, p. 321—323, 4 figuri.

CZ 621.314.63 : 621.33

Stitzinger, A. **Redresoare cu siliciu cu răcire naturală cu aer. pentru substațiile de tracțiune de curent continuu.** În : Siemens. Z. **42** nr. 12, 1968, p. 996—999, 6 figuri, 2 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.63 :669.537

Walter, W. **Instalație de răcire cu apă exterioară a redresoarelor cu siliciu pentru o fabrică de electroliza zincului.** În : Siemens Z. **42**, nr. 12, 1968, p. 1 000—1005, 8 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE DE INSTALAȚII**

CZ 621.315.051.024 : 621.315.614.64

Maier, Y. și *Vorwerk, H. J.* **Comportarea izolațiilor impregnate în huilă la solicitările de tensiune aparentă din instalațiile de transmiterea energiei pentru curent continuu la înaltă tensiune.** În : Rev. Brown Boveri **56**, nr. 5, 1969, p. 246—255, 14 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621. 315.616 :621.317.333.82

Giese, K. **Contribuții la comportarea la îmbătrînire electrică a foliei de polietilenă solicitată la tensiunea de impuls.** În : Elektrie **23**, nr. 8, 1969, p. 336—338, 4 fig., 5 ref. bibl

CZ 621.315.616.9 :-621.317.336

Alex, G. **Contribuți la rigiditatea materialelor izolante din domeniul tensiunilor joase față de curenții de fugă.** În : Elektrie, **23**, nr. 9, 1969, p. 364—366, 15 ref. bibl.

CZ 621.316 **DISTRIBUȚIA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR**

CZ 621.316.344 – 697.27/912

Klőtzer, S. : **Instalații pentru climatizarea unor pupitre închise amplasate în aer liber, în special pentru pupitre electrice de comutație.** În : Elektrie, **23**, nr. 9, 1969, p. 378—379, 2 fig.

CZ 621.316.54.064

Rasquin, W. **Influența deformațiilor în constrîngerile create de tensiunea de rupere.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **90**, nr. 21, 10 oct 1969, p. 535—538, 7 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.316.57.027.1

Freyer, R. **Metoda nouă pentru determinarea proceselor tranzitorii la polii unui întreruptor de putere la întrerupere în scurteircuit.** În : Elektrie **23**, nr. 8, 1969, p. 339—341, 3 tabl.

CZ 621.317 **TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ**

CZ 621.317.2

Spinnler, K. **Instalație de încercare pentru curenți alternativi de mare intensitate, mergînd pînă la 40 000 A.** În : Rev. Brown Boveri, 56, nr. 6, 1969, p. 276—280, 7 fig.

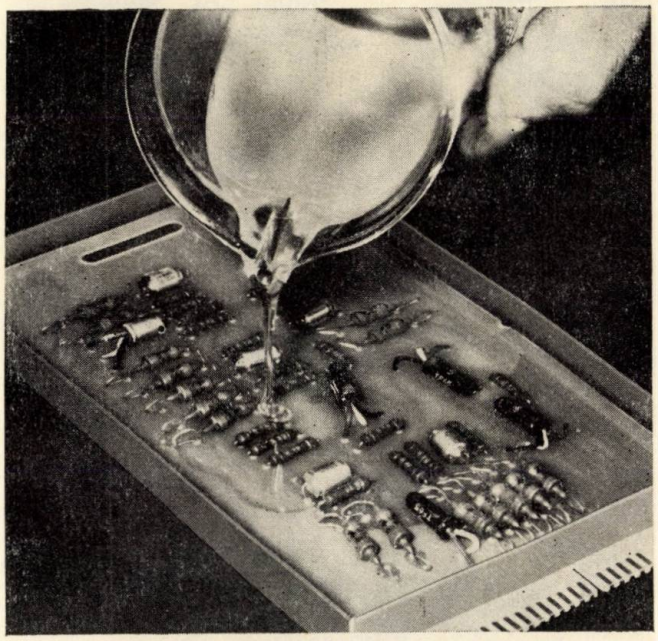
CZ 621.317.61 :621.314.63

Maueroberger, Chr. **Măsurători pentru evaluarea caracteristicilor statice ale tiristoarelor.** În : Elektrie **23**, nr. 8, 1969, p. 315—316, 10 fig. 1 ref. bibl.

S4668

Protecție contra vibrațiilor și umidității

Vibrațiile și umiditatea influențează funcționarea elementelor constructive electronice. Protejați deci piesele importante prin SilGel, o substanță de impregnare din silicon-cauciuc-transparent.



SilGel

are aspectul cauciucului, este rezistent la căldură și frig, protejează contra apei, prezintă rezistență la intemperii și îmbătrînire, are însușiri electrice favorabile și este bun conducător de căldură.

SilGel se poate prelucra ușor și se solidifică la temperatura mediului ambiant.

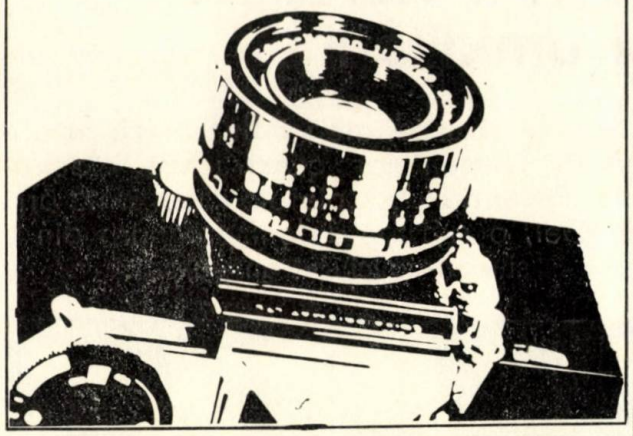
Ca materiale netransparente pentru impregnare și turnare vă recomandăm varietățile noastre verificate de silicon-cauciuc, care se pot vulcaniza la rece.

Vă stăm cu plăcere la dispoziție cu sfaturi și cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

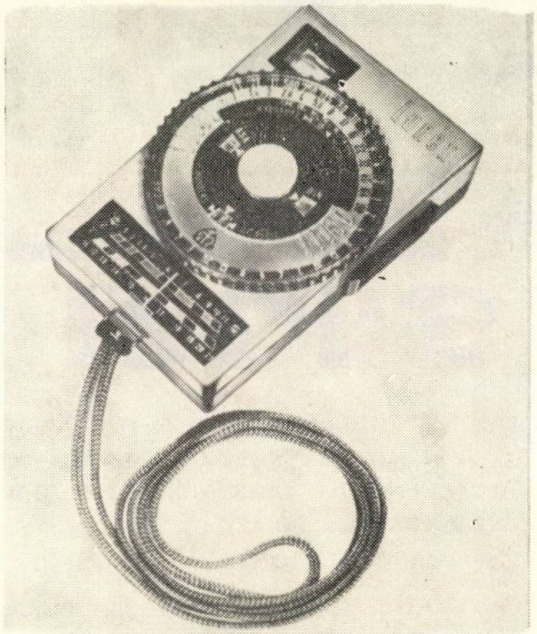
8 München 22, Postfach
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM



VEŢI FI MULŢUMIŢI CU

LUNEX

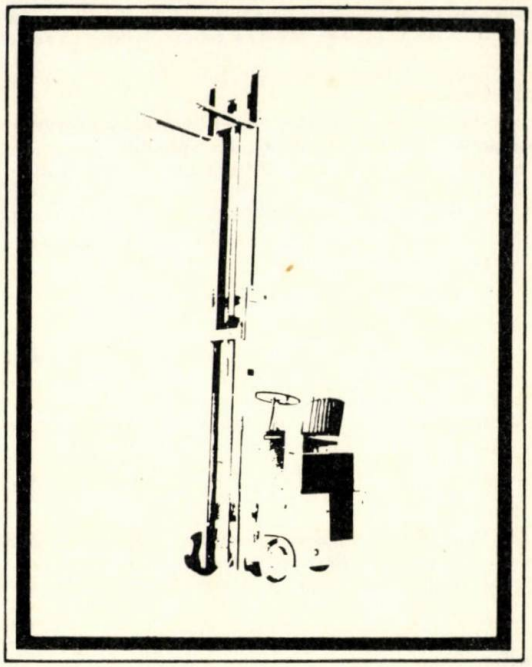


O înaltă sensibilitate şi două domenii de măsură — acestea sînt proprietăţile principale ale exponometrului LUNEX. Acesta constituie un ajutor ideal atît pentru fotografii profesionişti, cît şi pentru fotoamatorii avansaţi.

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA - CZECHOSLOVAKIA
Telex : PRAHA 283 Tel : 3801

PUBLICOM

balkancar



car

Manevrare excelentă
Construcţie robustă care asigură o durată lungă de funcţionare şi o mare securitate in exploatare
Rentabilitate mare

CĂRUCIOARE ELECTRICE
Elevatoare de mare capacitate de ridicare
Elevatoare cu capacitate de ridicare mică
Cărucioare cu platformă
Cărucioare basculante

Pentru orice informaţii sau cereri de ofertă, vă rugăm să vă adresaţi la:
BALKANCARIMPEX, Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia, 56, str. Albine
Telex: 386
Telegrame: Balkancarimpex — Export Sofia.

PUBLICOM

OROSZLÁNOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1983

UZINA DE MAȘINI ELECTRICE

UMEB

BUCUREȘTI

Vedere generală a unui grup convertizor de medie frecvență

Grup convertizor de medie frecvență decapotat

FABRICĂ:

Grupuri convertizoare de medie frecvență pentru topirea metalelor feroase și neferoase, pentru încălzire în vederea forjării, pentru călire superficială etc.

TIPURILE FABRICATE ȘI LIVRATE ÎN MOD CURENT:

frecvența	2500	8000	8000	Hz
puterea	125	50	100	kW

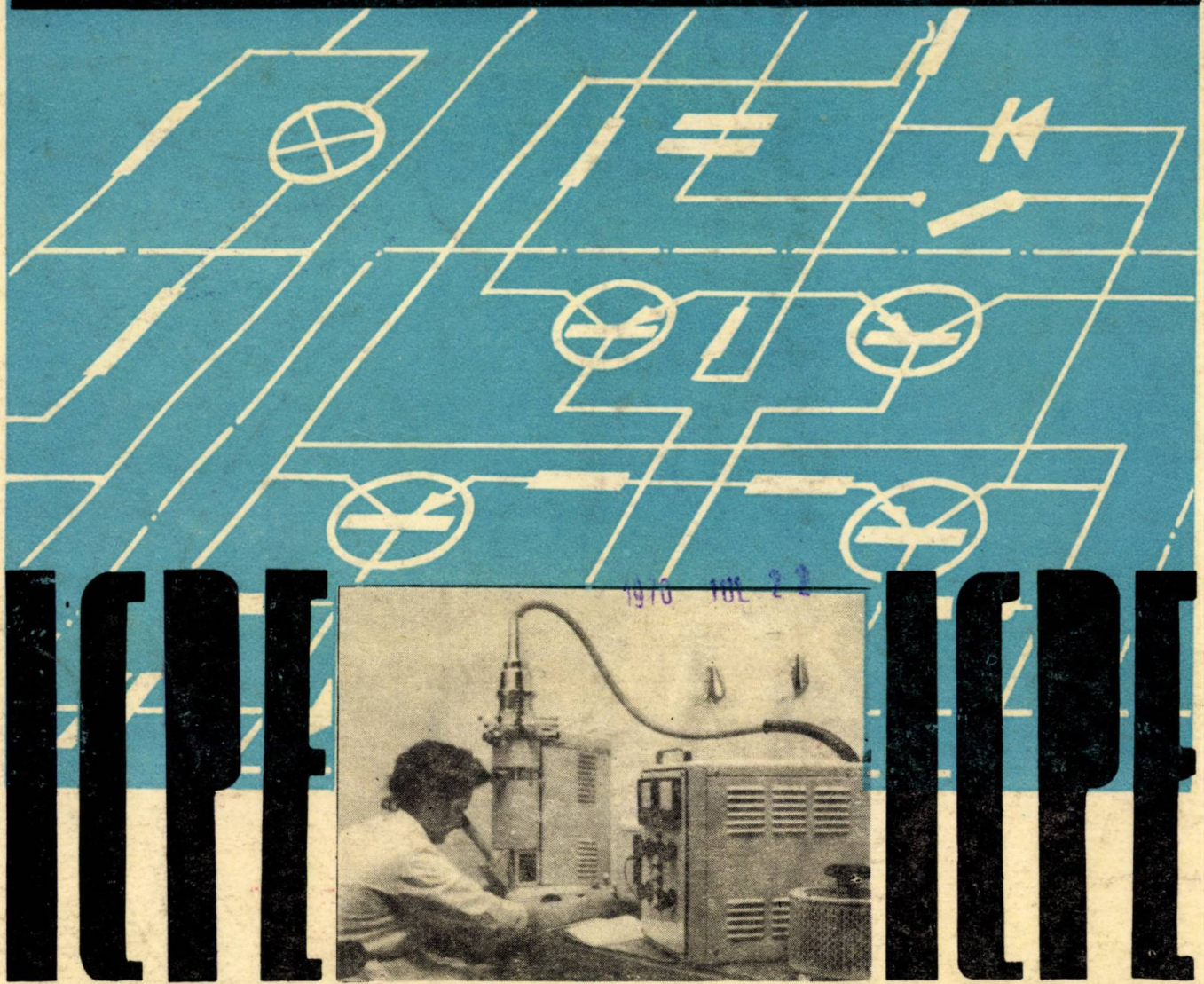
La cerere se pot livra și alte puteri și frecvențe cuprinse între 500 și 10 000 Hz. De asemenea se pot livra și grupuri de medie frecvență 150 – 10 000 Hz trifazate sau bifazate pentru cele mai diverse întrebuințări

Grupurile convertizoare de medie frecvență produse de Uzina de Mașini Electrice București, de o construcție brevetată în țară și străinătate, se caracterizează printr'un preț redus și printr-un randament foarte ridicat. La tipul de 100 kW – 8000 Hz randamentul global este de 0,84, depășind tot ce s-a realizat pînă azi Grupurile convertizoare de medie frecvență produse de Uzina de Mașini Electrice București nu necesită compensarea serie a circuitului de medie frecvență, oferind în acest fel o siguranță absolută în exploatare.

Silențiozitatea este practic perfectă, putînd fi montate chiar în fluxul tehnologic de fabricație.

Uzina de Mașini Electrice București mai livrează la cerere și dulapul de comandă, precum și un transformator de adaptare.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ



ICPE

ICPE

Электротехнический Научно — исследовательский и Проектный Институт
Electrical Engineering and Research Institute
Forschungs- und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotehnique

Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

DIN BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA

Anul 18 nr. 5, pag. 149—192 mai 1970

CUPRINS

CZ 621.372.5.015.34

Adămuț, I. : **Contribuții privind propagarea undelor pe lanțuri de cuadripoli**
Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 149—154

În prima parte a lucrării se arată că procesul de propagare a unui semnal treaptă pe un lanț de cuadripoli echivalent al unei linii electrice lungi uzuale este un proces oscilatoriu amortizat. Se determină expresia frecvenței oscilațiilor, a curentului și a tensiunii precum și a timpilor la care tensiunea capătă valori extreme.

În a doua parte se prezintă o contribuție inedită privind repartiția optimă a lungimii secțiunilor liniei afectate unui cuadripol extrem al liniei echivalente. Folosindu-se coordonatele parametrice longitudinale și transversale introduse de autor și minimizarea sumei abaterilor medii pătratice a diferenței acestora, se demonstrează că repartiția optimă se obține în cazul lanțurilor în T și π clasice cu parametrii l_0 și c_0 egali.

CZ 621.313.1.013.23.001.24

Nedelcu, V. N. : **O nouă formulare a ecuației de mișcare a rotorului**
Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 155—159

Lucrarea analizează relația dintre energia magnetică, coenergia magnetică și energia reactivă în procesul de conversiune electromecanică. Este formulată teorema energiei reactive, conform căreia energia reactivă pe durata unui „ciclu electromecanic'' este constantă.

CZ 621.315.5.015.33 :538.542

Hortopan Viorica : **Răspunsul la excitația treaptă de curent a conductorului tubular**
Electrotehnica **18** nr. 5, mai 1970, p. 160—166

În continuarea unei alte lucrări, în care s-a tratat timpul de răspuns al conductorului cilindric plin, la excitația treaptă de curent, în lucrarea de față se calculează, cu ajutorul unei relații exacte, timpul de răspuns al conductorului tubular din material rezistiv pentru orice dimensiuni ale tubului. Relațiile sînt utile la dimensionarea șanțurilor coaxiale, destinate a măsura curenți intenși în tehnica impulsului și în stațiile de încercări de aparate electrice de comutație.

CZ 621.316.57.064.3 :621.317.382.012.8

Marinescu, I. :**Scheme sintetice pentru verificarea capacității de comutație a întreruptoarelor în domeniul curenților intenși**
Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 166—175

Încercările sintetice pentru verificarea capacității de comutație a întreruptoarelor de înaltă tensiune în domeniul curenților intenși prezintă un interes deosebit din punct de vedere tehnico-economic. Echivalența cu încercările directe are la bază fenomenul stingerii arcului electric. Sînt prezentate principalele scheme sintetice cu avantajele și dezavantajele lor. Pentru lărgirea domeniului de utilizare al schemelor sintetice, este necesar ca la cele două surse din schemele clasice să se adauge o a treia de înaltă tensiune și frecvență industrială. Pentru verificarea puterii de rupere, metoda cea mai indicată este metoda selecției proprii. Statistica încercărilor în domeniul posibilităților limită de deconectare arată o bună concordanță între încercările directe și sintetice.

CZ 621.317.382.012.8 ;681.31

Sasu Mimi : **Determinarea parametrilor și analiza funcționării unor scheme de încercări sintetice cu ajutorul calculatoarelor electronice**
Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 175—183

Se prezintă o metodică de calcul stabilită de autor pentru determinarea parametrilor a trei scheme de încercare sintetică cu injecție de curent (Weil-Dobke, Zajic și mixtă), în anumite ipoteze de calcul. Pentru verificarea corectitudinii metodicii de calcul stabilite, s-a recurs la modelarea schemelor sintetice analizate pe un calculator analogic. Se prezintă modelele matematice, schemele de modelare și rezultatele obținute, comparîndu-se rezultatele experimentale cu datele teoretice.

RECENZII. REFERATE. CRONICĂ. SCURTE ȘTIRI

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.372.5.015.34
Адэмуц, И.: **К вопросу распространения волн на четырехполюсных цепях**
Electrotehnica **18,** № 5, май 1970, стр. 149–154

В первой части работы указывается, что процесс распространения ступенчатого сигнала на четырехполюсных цепях, эквивалентных обычной электрической линии, является колебательно-затухающим процессом. Определяется выражение частоты колебаний, тока и напряжения, а также и времени, когда напряжение достигает крайних значений. Во второй части рассматривается вопрос об оптимальном распределении длины участков линии, выделенной крайнему четырехполюснику эквивалентной линии. Применяя введенные автором продольные и поперечные параметрические координаты минимизацию суммы средних квадратических отклонений их разницы, демонстрируется, что оптимальное распространение получается в случае классических цепей T и Π с равными параметрами l_c и c_c.

ДК 621.313.1.013.23.001.24
Недельку, В. Н.: **Новая формулировка уравнения движения ротора**
Electrotehnica **18,** № 5 май, 1970, стр. 155–159

Анализируется зависимость между магнитной энергией, магнитной коэнергией и реактивной энергией в процессе электромеханической конверсии. Дается формулировка теоремы реактивной энергии, согласно которой реактивная энергия на протяжении „электромеханического цикла" остается постоянной.

ДК 62.315.5.015.33 :538.542
Хартопан Виорика: **Отзвук на ступенчатое возбуждение тока пустотелого проводника**
Electrotehnica **18,** № 5, май 1970, стр. 160–166

В продолжение другой работы, в которой шла речь о времени отзвука сплошного цилиндрического проводника на ступенчатое возбуждение тока, в настоящей работе вычисляется, при помощи точного уравнения, время отзвука пустотелого проводника из резистивного материала для любых размеров трубки. Уравнения пригодны при установлении размеров соаксиальных канавок, предназначенных для измерения интенсивных токов в технике импульсов и на испытательных станциях электрокоммутационных приборов.

ДК 621.316.57.064.3 :621.317.382.012.8
Маринеску, И.: **Синтетические схемы для проверки коммутационной способности выключателей в области интенсивных токов.**
Electrotehnica **18,** № 5, 1970, стр. 166–175

Синтетические испытания для проверки коммутационной способности выключателей высокого напряжения в области интенсивных токов представляет особый интерес с технико-экономической точки зрения. В основу эквивалентности с прямыми испытаниями положено явление погасания электрической дуги. Приводятся главные синтетические схемы, отмечая их преимущества и недостатки. Для расширения области использования синтетических схем необходимо к двум источникам классических схем добавить третий высокого напряжения и промышленной частоты. Для проверки мощности размыкания наиболее подходящим методом является метто собственной селекции. Статистика испытаний в обласид предельных возможностей размыкания указывает на хорошую соглосованность между прямыми и синтетическими испытаниями.

ДК 621.317.382.012.8 :681.31
Сасу, М.: **Определение параметров и изучение работы некоторых синтетических схем испытания при помощи электронных вычислительных машин**
Electrotehnica **18,** № 5, май 1970, стр- 175–183

Приводится установленная автором методика расчета для определения параметров трех схем синтетического испытания с инжектированием тока (Weil–Dobke, Zajic и смешанный), при определенных гипотезах расчета. Для проверки правильности принятой методики расчета, было проведено моделирование анализированных синтетических схем на аналогичных вычислительных машинах. Излагаются математические модели, схемы моделирования и полученные результаты, причем сравниваются экспериментальные результаты с теоретическими данными.

РЕЦЕНЗИИ • ДОКЛАДЫ • ХРОНИКА • КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

INHALT

DK 621.372.5.015.34

Adămuț, I. **Beiträge zur Fortpflanzung von Wellen auf Vierpolketten**
Electrotehnica **18**, Nr. 5, mai 1970, S...

Im ersten Teil der Arbeit wird gezeigt dass der Fortpflanzungsprozess eines Stufensignals auf einer Vierpolkette ähnlich einer gewöhnlichen elektrischen Linie ein gedämpf. Schwingungsprozess ist. Man bestimmt den Ausdruck der Frequenzen der Schwingungen, des Stromes und der Spannung sowie der Zeitpunkte, in denen die Spannungen Spitzenwerte annimt.

Im zweiten Teil wird ein neuartiger Beitrag dargestellt bzgl. der Bestverteilung der Querschnittslängen der Linie die den extremen Vierpol der äquivalenten Linie zukommt. Durch Verwendung der vom Verfasser eingeführten parametrischen Längs — und Querkoardinaten sowie die Minimisierung der Summe der mittleren quadratischen Abweichungen von deren Diefferenz, beweist man dass man die Bestverteilung im Fall der klassischen Ketten im T und π mit gleichen Parametern l_c und C_c.

DK 621.313.1.013.23.001.24

Nedelcu, V. N.: **Eine neue Formulierung der Drehbewegung des Rotors.**
Electrotehnica **18**, Nr. 5, mai 1970, S...

Die Arbeit untersucht die Beziehung swischen der magnetischen Energie, der magnetischen Koenergie und der Blindenergie im Prozess der elektromechanischen Umwandlung. Formuliert wird der Satz der Blindenergie, wonach diese Energie für die Dauer eines „elektromechanischen Zyklus" konstant bleibt.

DK 621.315.5.015.33 :538.542

Hortopan Viorica: **Anwort zur Stufenerregung des Stromes im Hohleiter.**
Electrotehnica **18**, Nr. 5, mai 1970, S...

In Fortretzung einer anderen Arbeit, welche die Antwortzeit des massiven Leiters bei der Stufenerregung behandelt wirde, wird in der vorliegenden Arbeit mit Hilfe einer genauen Beziehung, die Antwortzeit des Hohlleiters aus Widerstandsmaterial für bebliebige Abmessungen des Rohres ausgerechnet. Die Beziehung sind nützlich zur Diemensionierung der koachsialen Rinnen, die dazu bestimmt sind, Starkströme im der Impulstechnik und in den Versuchsstationen für elektrische Kommutierungsapparate zu messen

DK 621.316.57.064.3 :621.317.382.012.8

Marinescu, I.: **Synthetische Schemen zur Prüfung der Kommutierungsfähigkeit der Schalter im Starkstromgebiet.**
Electrotehnica **18**, Nr. 5, mai 1970, S...

Die synthetischen Versuche zum Prüfen der Kommutierungsfähigkeit der Hochspannungschalter im Starkstromgebiet sind vom besonderen Interesse vom technischwirtschaftlichen Standpunkt. Die Aequivalenz mit den direkten Versuchen Begründet sich auf der Erscheinung des Löschens des elektrischen Bogens. Gezeigt werden die synthetischen Hauptschemen mit ihren Var-und Nachteilen. Zur Erweiterung des Anwendungsgebietes der synthetischen Schemen muss zu den zwei Quellen aus den klasisschen Schemen eine dritte mit Hochspannung und Industriefrequenz hinzugefügt werden. Zur Prüfung der Ausschaltleistung ist die Methode der eigenen Selektion am passendsten. Die Statistik der Versuche im Gebiet der Grenzmöglichkeiten des Ausschaltens zeigt eine gute Uebereinstimmung zwischen den direkten und den synthetischen Versuchen.

DK 621.317.382.012.8 : 681.31

Sasu Mimi: **Die Feststellung der Parameter und das Studium der Funktionierung gewisser Schemen von synthetischen Versuchen mit Hilfe der elektronischen Rechenmaschinen,**
Electrotehnica **18**, Nr. 5, mai 1970, S...

Dargestellt wird eine vom Verfasser gefundene Methode zur Festellung der Parameter von drei synthetischen Versuchsschemen mit Stromeinspritzung (Well-Dobke, Zajic und Zusammengesetzt) und dies unter verschiedenen Berechnungshypothesen. Zur Prüfung der Richtigkeit der festgestellten Rechenmethode, hat man die Modellierung der untersuchten synthetischen Schemen auf einem Analogkalkulator ausgeführt. Gezeigt werden die mathematischen Modelle, die Modellierungeschemen und die erhaltenen Resultate, wobei die Versuchsresultate mit den theoretischen Angaben verglichen werden.

BUCHBESPRECHUNGEN; REFERATE; KURZNACHRICHTEN; CHRONIK

SOMMAIRE

CD 621.372.5.015.34

Adămuț, I : **Contributions concernant la propagation des ondes sur des chaines de quadripôles.**
Electrotehnica **18**, no. 5, mai 1970, p....

Dans la première partie de l'ouvrage on montre que le processus de propagation d'un signal-palier sur une chaine de quadripôles équivalent d'une ligne électrique usuelle, longue, est un processus oscillatoire amortisé. On détermine l'expression de la fréquence des oscillations, du courant et de la tension ainsi que celle des moments pendant lesquels la tension atteint les valeurs extrèmes.

Dans la seconde partie de l'ouvrage on présente une contribution inédite concernant la répartition optima de la longueur des sections de la ligne équivalente. En utilisant les coordonnées paramétriques longitudinales et transversales introduites par l'auteur, et la minimisation de la somme des deviations moyennes carrées de leur différence, on démontre que la répartition optima s'obtient dans le cas des chaines en T et Π classiques, avant les paramètres l_c et c_c égaux.

CD 621.313.1.013.23.001.24

Nedelcu, V. N. : **Une nouvelle manière de formuler l'équation de mouvement du roteur.**
Electrotehnica **18**, no. 5, mai 1970, p....

Dans cet article on analyse le rapport entre l'énergie magnétique, la co-énergie magnétique et l'énergie réactive au cours du processus de conversion électromécanique. On formule le théorème de l'énergie réactive selon lequel, pendant toute la durée d'un „cycle électromécanique", l'énergie réactive demeure constante.

CD 621.315.5.015.33 :538.542

Horlopan, Viorica : **La réponse à l'excitation-palier de courant du conducteur tubulaire.**
Electrotehnica **18**, no, 5, mai 1970, p....

Continuant un autre ouvrage, dans lesquel on a traité de la durée de réponse du conducteur cylindrique plein, lors de l'excitation-palier de courant, dans le présent ouvrage on calcule, à l'aide d'une relation exacte, la durée de la réponse du conducteur tubulaire en matériel résistif, pour n'importe quelles dimensions du tube. Les relations sont utiles pour établir les dimensions des rainures coaxiales servant au mesurage des courants intenses dans la technique de l'impulsion et dans les stations d'essais pour les appareils électriques de commutation.

CD 621.316.57.064.3 :621.317.382.012.8

Marinescu, I:. **Schémas synthétiques pour la vérification de la capacité de commutation des interrupteurs dans le domaine des courants intenses.**
Electrotehnica **18**, no.5, mai 1970, p....

Les essais synthétiques pour la vérification de la capacité de commutation des interrupteurs de haute tension dans le domaine des courants intenses présentent un grand intérêt du point de vue technique et économique. L'équivalence avec les essais directs est basée sur le phénomène de l'extinction de l'arc électrique. On présente les principaux schémas synthétiques, en indiquant leurs avantages et leurs désavantages. Pour accroître le domaine d'utilisation des schémas synthétiques il est nécessaire d'ajouter aux deux sources des schémas classiques, une troisième source de haute tension, à fréquence industrielle. Pour vérifier la force de rupture, la méthode de la sélection propre est la plus indiquée. La statistique des essais dans le domaine des possibilités-limite de déconectage indique une bonne concordance entre les essais directs et les essais synthétiques.

CD 621.317.382.012.8 :681.31

Sasu Mimi : **La détermination des paramètres et l'étude du fonctionnement de certains schémas d'essais synthétiques, à l'aide des calculateurs électroniques.**
Electrotehnica **18**. no. 5, mai 1970, p....

On présente une méthodologie de calcul, établie par l'auteur pour déterminer les paramètres de trois schémas d'essais synthétiques à injection de courant (Weil-Dobke, Zajic et mixte), dans certaines hypothèses de calcul. Pour vérifier si la méthodologie de calcul établie est correcte on a eu recours au modélage des schémas synthétiques analysés sur un calculateur analogique. On présente les modèles mathématiques, les schémas de modélage ainsi que les résultat obtenus et on compare les résultats expérimentaux aux données théoriques.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 nr. 5 București, mai, 1970

Contribuții privind propagarea undelor pe lanțuri de cuadripoli

IOSIF ADĂMUȚ * — București

CZ 621.372.5.015.34

Procesele fizice care au loc pe structuri continue cu constante uniform repartizate se desfășoară din aproape în aproape în spațiu și în timp. Ca exemplu tipic al acestui fenomen vom menționa propagarea undelor electromagnetice pe o linie electrică. În acest caz spațiul este o varietate unidimensională concretizată de însăși substanța conductoarelor în cazul unui circuit izolat sau de substanța unui conductor și a solului de întoarcere în cazul unui circuit conductor — pămînt.

În practica studierii acestor procese se utilizează însă de obicei modele analoge și linii artificiale [1], [2], [3], [4].

În această lucrare se vor prezenta două contribuții privind:

a) natura oscilațiilor procesului de propagare pe lanțul de cuadripoli;

b) teoria parametrică a lanțului de cuadripoli simetric**.

1. Considerații fizico-matematice asupra procesului de propagare pe linie echivalentă — lanțul de cuadripoli

Se consideră lanțul de cuadripoli format dintr-un șir de circuite cu parametri concentrați

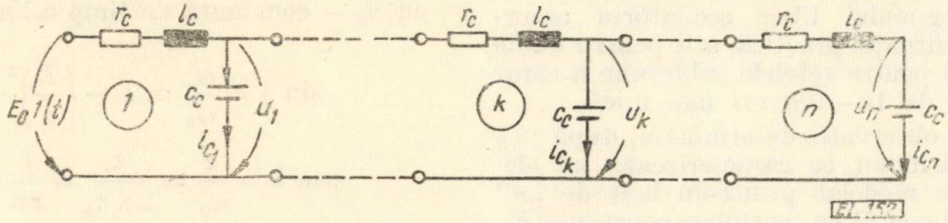


Fig. 1. Schema unui lanț de cuadripoli, R L C serie.

Procesul de propagare riguros, cu desfășurarea continuă în timp și în spațiu are loc numai de-a lungul unei linii reale de lungime finită. Aceasta este limita unui lanț infinit de cuadripoli identici, cu valori ale parametrilor electrici tinzînd spre zero. Un circuit RLC serie, cu parametri concentrați, constituie la scara macroscopică limita opusă liniei, încadrîndu-se în teoria proceselor fără propagare. Pentru $n \geqslant 2$ cu parametrii $\frac{R}{n}, \frac{L}{n}, \frac{C}{n}$, R, L, C, fiind rezistența, inductanța și capacitatea totală a liniei, rezistența de izolație lineică considerîndu-se nulă, $g_0 = 0$, începe procesul de propagare, ce se apropie cu atît mai mult de procesul real cu cît numărul de cuadripoli n, este mai mare.

RLC serie (fig. 1). Primului circuit i se aplică la momentul $t = 0$, tensiunea treaptă $R_0 \cdot 1(t)$

$$u(0,t) = E_0 \cdot 1(t) \qquad (1)$$

unde $1(t)$ este funcția treaptă unitară.

Din electrotehnica teoretică [2], se cunoaște că un astfel de circuit se caracterizează printr-un regim liber oscilatoriu amortizat, pentru $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, printr-un regim liber aperiodic critic pentru $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ și printr-un regim liber aperiodic (supra-amortizat) pentru $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$.

* Ing. *I. Adămuț* este șeful sectorului electrofizica mediilor și sistemelor la Institutul de Energetică al Academiei R.S. România.

** Aceste contribuții sînt tratate în teza de doctorat a autorului [1].

În cazul liniilor electrice axăm analiza pe caracteristicile lor structurale și funcționale, și anume pe parametrii lineici r_0, l_0, c_0, pe lungimea L și pe felul tensiunii de alimentare. Elementele unui cuadripol serie r_c, l_c, c_c al schemei echivalente sînt:

$$r_c = r_0 \Delta x \; l_c = l_0 \Delta x \text{ și } c_c = c_0 \Delta x. \quad (2)$$

Condiția de stabilire a regimului liber al primului cuadripol va fi:

$$r_0 \Delta x \leqslant 2 \sqrt{\frac{l_c}{c_c}} = 2 \sqrt{\frac{l_0}{c_0}} = 2 Z_c, \quad (3)$$

unde Z_c este impedanța de undă a liniei, avînd valori cuprinse între 400 Ω și 600 Ω pentru linii aeriene, iar pentru cabluri între 50 Ω și 60 Ω [3].

Rezistența lineică a conductoarelor de oțel-aluminiu a liniilor aeriene de energie electrică variază de la 1,921 Ω km^{-1} pentru $s = 16/2{,}5$ mm^2 la 0,065 Ω km^{-1} pentru $s = 450/97$ mm^2 construcție întărită [4]. Cu aceste valori din dubla inegalitate (3) rezultă că $\Delta x \leqslant 415 - 1\,230$ km pentru linii aeriene și de circa 10 ori mai mic pentru cabluri. Întrucît secțiunile uzuale ale liniilor sînt situate către valorile mici ale rezistenței, iar numărul de secțiuni ale schemelor echivalente este mai mare decît unitatea, rezultă că sînt satisfăcute condițiile regimului liber oscilatoriu amortizat în orice situație practică, atît pentru liniile aeriene, cît și pentru rețelele subterane a căror lungime este de 10—100 ori mai mică.

Cu această observație determinăm, după [2], expresiile mărimilor ce caracterizează un element de linie modelat printr-un lanț de „n" cuadripoli, alimentat cu tensiunea constantă E_0.

1.1. Pulsația fundamentală a oscilațiilor, ω_0, este dată de relația:

$$\omega_0 = \frac{1}{\Delta x \sqrt{l_0 c_0}} = \frac{n}{L \sqrt{l_0 c_0}} = \frac{n v}{L} = \frac{u}{t_p} = \frac{v}{h}, \quad (4)$$

unde:

v este viteza de propagare a undei pe linie;

n — numărul de secțiuni al schemei echivalente;

$t_p = \frac{L}{v}$ — timpul propriu de propagare pe lungimea simplă a liniei.

1.2. Pulsația oscilațiilor proprii (libere) ω_p este dată de expresia:

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{L^2 r_0^2 c_0}{4 l_0 n^2}} \simeq \omega_0 \left[1 - \left(\frac{L}{n}\right)^2 \frac{r_0^2 c_0}{8 l_0}\right]. \quad (5)$$

Termenul al doilea al acestei relații pentru liniile electrice de foarte înaltă tensiune uzuală este mai mic decît

$$\frac{4\,000^2}{10} \cdot \frac{0{,}065^2 . 1 . 10^{-9}}{8 . 1 . 10^{-3}} = 8{,}45 . 10^{-5}, \quad (6)$$

dacă se consideră $L = 4\,000$ km [5], $n = 10$ [6]. Rezultă deci că

$$\omega_p \simeq \omega_0 = \frac{n}{t_p}. \quad (7)$$

În cazul liniilor fără pierderi, ω_0 și ω_p sînt riguros egale.

1.3. Frecvența oscilațiilor proprii, f_p este dată de relația:

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = f_0 = \frac{n}{2\pi t_p} = \frac{v}{2\pi h}. \quad (8)$$

1.4. Tensiunea la bornele capacității primului cuadripol al lanțului este dată de expresia [2]:

$$u_{c1} \leqslant E_0 \left[1 - \frac{e^{-\alpha t}}{\sin \delta} \sin(\omega_p t + \delta)\right] (t > 0), \quad (9)$$

unde:

$$\alpha = \frac{r_0}{2 l_0} = \frac{1}{2 \tau_0}, \quad (10)$$

cu τ_0 — constanta de timp a liniei reale:

$$\sin \delta = \frac{\omega_p}{\omega_0} \simeq 1 - \left(\frac{L}{n}\right)^2 \frac{r_0^2 c_0}{8 l_0}; \quad (11)$$

$$\cos \delta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{t_p}{2 n \tau_0} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{L r_0}{Z_c}. \quad (12)$$

1.5. Curentul i_c prin capacitatea $c_0 \Delta x$ este dat de relația:

$$i_{c1} = \frac{u_{c1}}{l_0 \Delta x \omega_p} e^{-\frac{t}{2\tau_0}} \sin \omega_p t \leqslant$$

$$\leqslant E_0 \frac{n t_p}{L l_0 n \sqrt{1 - \left(\frac{L}{n}\right)^2 r_0^2 c_0}} e^{-\frac{t}{2\tau_0}} \cdot$$

$$\sin \frac{t}{t_p} n \sqrt{1 - \left(\frac{L}{n}\right)^2 \frac{r_0^2 c_0}{4 l_0}} \simeq$$

$$\simeq E_0 \frac{t_p}{\left[l_c \left[1 - \left(\frac{L}{n}\right)^2 \frac{r_0^2 c_0}{8 l_0}\right]\right]} e^{-\frac{t}{2\tau_0}} \sin \frac{nt}{t_p} \left[1 - \left(\frac{L}{n}\right)^2 \frac{r_0^2 c_0}{8 l_0}\right]. \quad (13)$$

Relațiile (9) și (13) devin egalități pentru $n = 1$. Cu cît $n > 1$, cu atît inegalitatea devine mai forte.

Cu aceste observații, sin $\delta = 1$ și deci $\delta = \frac{\pi}{2}$, iar relațiile (9) și (13) devin :

$$u_{c_1} = E_0\left(1 - e^{-\frac{t}{2\tau_0}} \cos \omega_0 t\right), \qquad (9')$$

$$i_{c_1} = E_0 \frac{t_p}{L l_0} e^{-\frac{t}{2\tau_0}} \sin \omega_0 t. \qquad (13')$$

Din relația (8) rezultă că, pentru o linie dată, frecvența oscilațiilor proprii ale schemei echivalente variază liniar cu numărul de cuadripoli și hiperbolic cu timpul propriu de propagare sau cu pasul h. Acest rezultat a fost

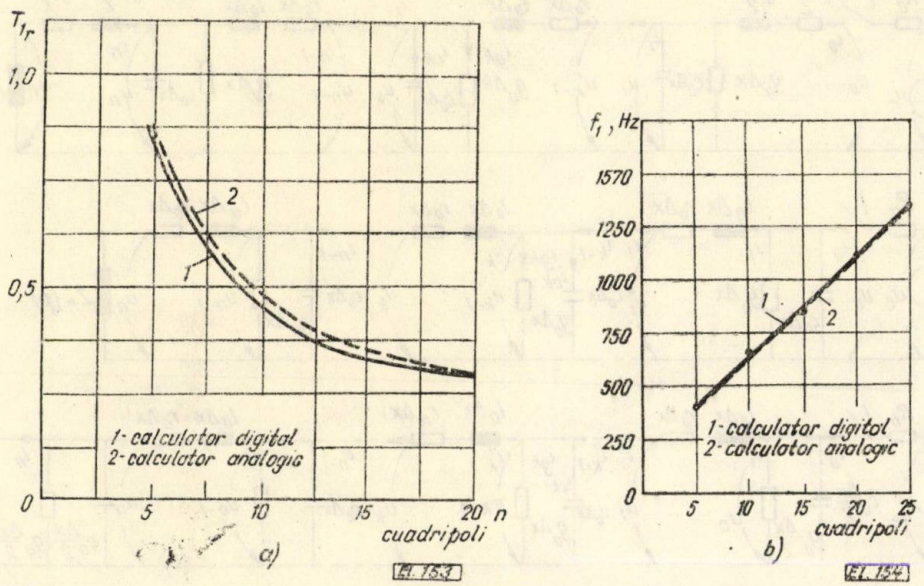


Fig. 2. Curbele :
a) $T_{1r} = f(n)$; b) $f_1 = f(n)$.

obținut și din cercetările efectuate pe calculatorul analogic MECAN II [6] și cifric [7], figura 2.

Întrucît la liniile aeriene viteza de propagare variază în raportul 1÷1,5, rezultă că variația timpului de propagare propriu se datorește în special lungimii liniei, în așa fel că putem spune că frecvența oscilațiilor proprii pentru „n" dat variază hiperbolic cu lungimea liniei.

Valorile extreme ale tensiunii u_{c_1} se obțin pentru timpul $t_{u_{c_1}\max}$ dedus din anularea derivatei relației (9). Deci $t_{u_{c_1}\max}$ are expresiile :

$$t_{u_{c_1}\max} \leqslant \frac{\operatorname{arc\,tg} 2\tau_0 \omega_p - \arcsin \frac{\omega_p}{\omega_0}}{\omega_p} \simeq \simeq \frac{\operatorname{arc\,tg} 2\tau_0 \omega_p - \frac{\pi}{2}}{\omega_p} \qquad (14)$$

și

$t \to \infty$ rezultat din relația

$$e^{-\alpha t} = 0. \qquad (15)$$

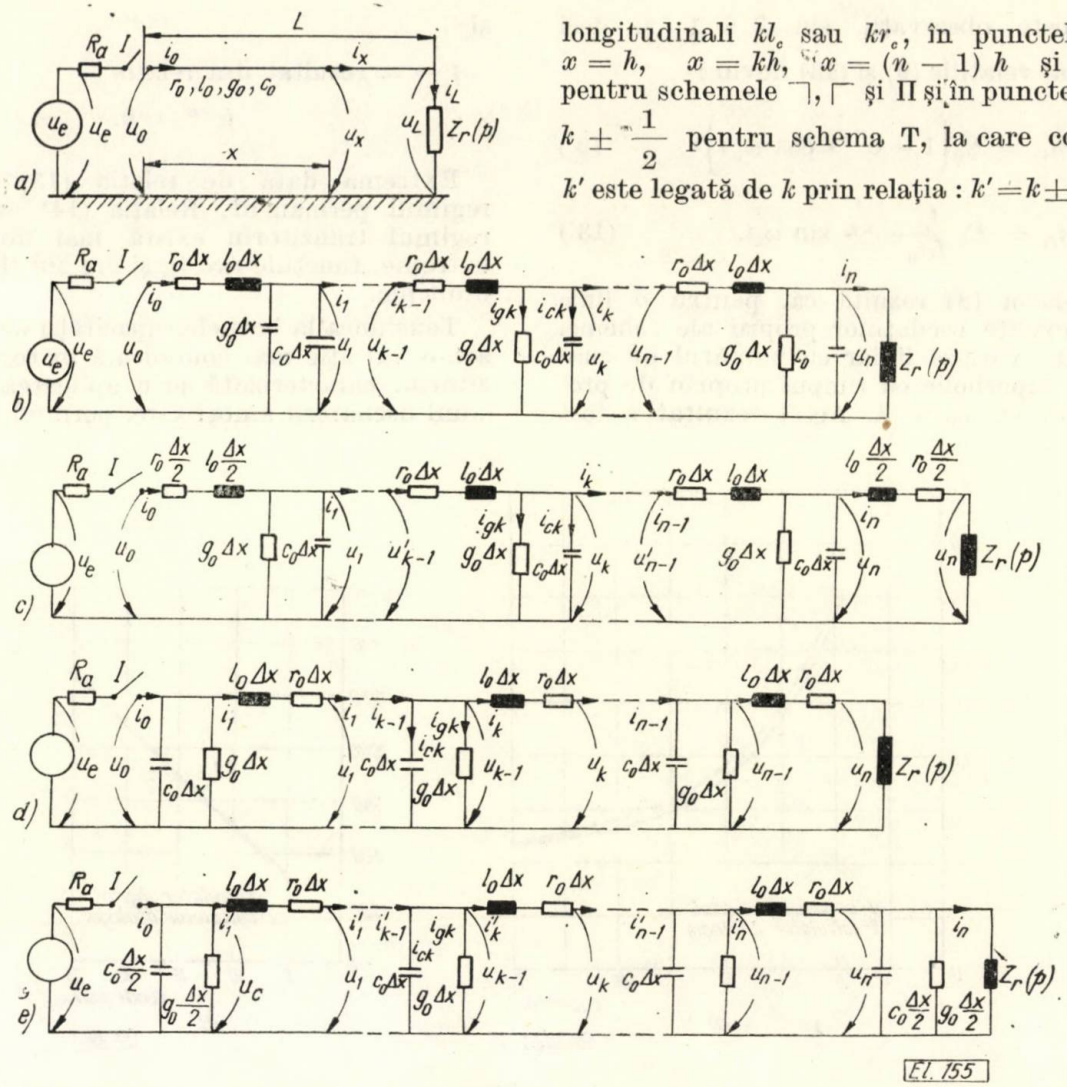
Extrema dată de relația (15) reprezintă regimul permanent. Relația (14) arată că în regimul tranzitoriu există mai multe valori extreme, funcțiile arc tg și arc sin fiind funcții multiple.

Tensiunea la bornele capacității de ordin „k" are o variație mai complicată în regimul tranzitoriu, caracterizată prin aplicarea unei tensiuni oscilatorii amortizate, pornind de la zero, după o întîrziere $\tau \leqslant \frac{k}{n} t_p$, față de extremitatea sursă. Unele considerații teoretice asupra variației acesteia sînt date în lucrări de specialitate ca [8], [9].

2. Teoria parametrică a lanțului de cuadripoli simetric. Lanțuri de cuadripoli generalizate

La echivalarea unei linii cu constante uniform repartizate cu un model format din elemente concentrate se folosește de obicei divizarea în lungimi egale $h = \frac{L}{n}$. Linia fiind un element fizic unidimensional, fiecărui punct x_k îi corespund anumite coordonate parametrice corespunzătoare parametrilor lineici longitudinali respectiv transversali, definite de relațiile :

$$r_k = r_0 x_k, \; l_k = l_0 x_k, \; g_k = g_0 x_k, \; c_k = c_0 x_k. \qquad (16)$$



longitudinali kl_c sau kr_c, în punctele $x = 0$, $x = h$, $x = kh$, $x = (n-1)\,h$ şi $x = nh$, pentru schemele ⌐, ⌜ şi Π şi în puncte de forma $k \pm \frac{1}{2}$ pentru schema T, la care coordonata k' este legată de k prin relaţia : $k' = k \pm \frac{1}{2}$ · (17)

Folosind coordonate generalizate, vom determina un punct curent M pe linie, situat la distanţa x_k de origine, prin coordonatele parametrice $M(r_k, l_k, g_k, c_k)$.

Pe linia reală sau pe un model fizic simil se pot măsura curentul şi tensiunea faţă de extremităţi în orice punct, în timp ce pe modelele fizice sau matematice analoge, numai în anumite puncte, şi anume la bornele elementelor concentrate. La acestea apare însă o neconcordanţă între modelul simil şi modelul analog în sensul că, în timp ce la primul se menţine echivalenţa între coordonata spaţială x şi toate coordonatele parametrice faţă de oricare dintre cele două extremităţi, la al doilea se menţine această concordanţă numai pentru parametrii longitudinali [10].

Din modul în care se dispun elementele concentrate transversale, se obţin cele patru tipuri de cuadripoli ⌐, ⌜, T şi Π, dintre care numai ultimele două sînt simetrice faţă de ambele extremităţi (fig) 3).

La o divizare a lungimii liniei în n paşi, se arată în figura 4 şi în tabela 1 expresia coordonatelor parametrice măsurate cu parametrii

Fig. 3. Schemele unei linii monofilare : *a* – linie reală ; *b, c, d, e* – scheme echivalente, lanţuri de cuadripoli ⌐, T, ⌜ şi Π.

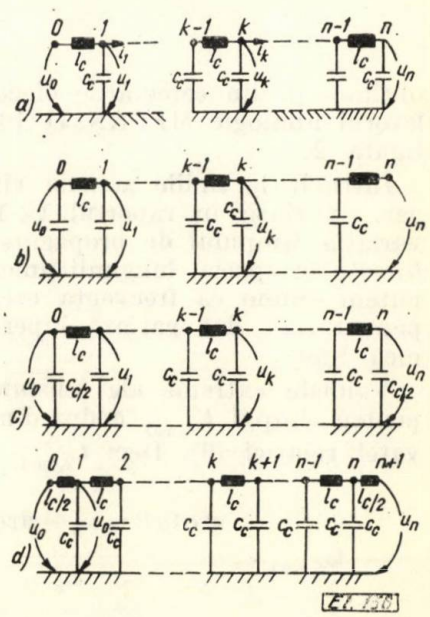


Fig. 4. Schema unei linii echivalente ⌐, ⌜, Π, T cu coordonate parametrice.

Considerăm ca mărime de bază coordonatele parametrice longitudinale, ca fiind concordante

Tabela 1

Lanţ \ x_k		0	h	kh	$(n-1)h$	nh	Observaţii
⌐ →	l_k	0	1	k	$n-1$	n	Sensuri de parcurgere a lanţului de cuadripoli: →sursă-receptor ←receptor-sursă $k = 0, 1, 2, \ldots, \ldots, n-1\ n$ $k' = -\frac{1}{2}, 0, 1, 2, \ldots, n'-1, n'$
	c_k	0	1	k	$n-1$	n	
⌐ ←	l_k	n	$n-1$	$n-k$	1	0	
	c_k	n	n	$n-k+1$	2	1	
⌜ →	l_k	0	1	k	$n-1$	n	
	c_k	1	2	$k+1$	n	n	
⌜ ←	l_k	n	$n-1$	$n-k$	1	0	
	c_k	n	$n-1$	$n-k$	1	0	
Π →	l_k	0	1	k	$n-1$	n	
	c_k	1/2	3/2	$k+\frac{1}{2}$	$n-\frac{1}{2}$	n	
Π ←	l_k	n	$n-1$	$n-k$	1	0	
	c_k	n	$n-\frac{1}{2}$	$n-k+\frac{1}{2}$	3/2	1/2	
T →	k' \ $-\frac{1}{2}$	0	1	k'	$n'-1$	n'	
	l_k	0	1/2	3/2	$k+\frac{1}{2}$	$n-\frac{1}{2}$	n
	c_k	0	1	2	$k+1$	n	n
T ←	l_k	n	$n-\frac{1}{2}$	$n-\frac{3}{2}$	$n-k-\frac{1}{2}$	1/2	0
	c_k	n	n	$n-1$	$n-k$	1	0

Tabela 2

Lanţ	Mărimea \ k	0	1	2	k	n−1	n	$n+1$
T	l_k	0	$\frac{1}{s}$	$\frac{1}{s}+\frac{ns-2}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{(k-1)(ns-2)}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{(n-2)(ns-2)}{s(n-1)}$	$n-\frac{1}{s}$	n
	c_k	0	$\frac{1}{s}+\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{3}{2}\cdot\frac{ns-2}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{2k-1}{2}\cdot\frac{ns-2}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{2n-3}{2}\cdot\frac{ns-2}{s(n-1)}$	n	n
	δ_k	0	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{1}{s}$	0
Π	l_k	0	$\frac{1}{s}+\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{3}{2}\cdot\frac{(ns-2)}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{2k-1}{2}\cdot\frac{ns-2}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{2n-3}{2}\cdot\frac{ns-2}{s(n-1)}$	n	
	c_k	1/2	$\frac{1}{s}+\frac{ns-2}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{2(ns-2)}{s(n-1)}$	$\frac{1}{s}+\frac{k(ns-2)}{s(n-1)}$	$n-\frac{1}{s}$	n	—
	δ_k	1/2	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	$\frac{ns-2}{2s(n-1)}$	0	—

cu variabila spaţială. Asociem punctelor de discontinuitate şirul numerelor naturale cu sensul sursă-receptor. Se observă că la primele trei tipuri de cuadripoli (⌐, ⌜ şi Π) coordonatele numerice coincid, în timp ce la lanţul de cuadripoli T apare şi coordonata $n+1$, secţiunile nefiind egale.

Mai rezultă că numai la lanţurile de cuadripoli Π şi T există simetrie în ambele sensuri de parcurgere a lanţului.

Cuadripolii de la extremitatea lanţului în T sau Π reprezintă 1/2 din inductivitatea respectiv capacitatea cuadripolilor interiori. Evident că li s-ar putea afecta o lungime mai mică

decît $\frac{1}{2}h$, în care caz pentru n dat cuadripolii interiori vor reprezenta o lungime $h' > h$. Relaţia dintre pasul uniform h şi pasul modificat h' este :

$$h' = \left(L - \frac{2}{s}h\right)\frac{1}{n-1} = \frac{ns-2}{s(n-1)}h, \quad (18)$$

unde $s \geqslant 2$. În cazul unui lanţ de cuadripoli în T, coordonata parametrică a punctului discret k, (fig. 4d) este

$$x_k = \frac{1}{s} + (k-1)\frac{ns-2}{s(n-1)}. \quad (19)$$

Cu relaţiile (18) şi (19) putem întocmi tabela 2 corespunzătoare lanţurilor de cuadripoli simetrice generalizate în T şi Π.

Se observă că pentru ambele tipuri de lanţuri de cuadripoli simetrici $\Sigma\delta_k$ este aceeaşi :

$$\Sigma\delta_k = \frac{1}{s} + \frac{(ns-2)}{2s} = \frac{n}{2}. \quad (20)$$

Dacă se parcurge lanţul în sens invers, se obţine aceeaşi valoare pentru $\Sigma\delta_k$. Deci un ciclu dus-întors pe lanţul simetric dă diferenţa $\Sigma\delta_k$ egală cu valoarea n ce se obţine la lanţurile nesimetrice ⌝ şi ⌜. La acestea însă se obţine suma n numai pe un singur parcurs simplu, celălalt dînd valoarea zero. De aceea abaterea medie pătratică a lanţurilor nesimetrice ⌝ şi ⌜ este :

$$\Sigma\delta_k^2 = \sum_1^n 1^2 = n, \quad (21)$$

iar a lanţurilor simetrice este

$$\Sigma\delta_k^2 = \frac{2}{s^2} + 2(n-1)\frac{(ns-2)^2}{4s^2(n-1)^2} =$$

$$= \frac{2}{s^2}\left[1 + \frac{(ns-2)^2}{4(n-1)}\right]. \quad (22)$$

Pentru $s = 2$, relaţia (22) devine :

$$\Sigma\delta_k^2 = \frac{n}{2}. \quad (23)$$

Relaţiile (21) şi (22) arată că suma pătratelor abaterilor datorită poziţiei diferite a capacităţilor cuadripolilor faţă de inductivităţi la lanţurile simetrice cu $s = 2$ este 50% din aceea a lanţurilor nesimetrice.

Calculînd minimul relaţiei (22) (cînd s variază) prin derivare în raport cu s se obţine relaţia :

$$\frac{\partial\,\Sigma\,\delta_k^2}{\partial s} = \frac{n}{n-1}\cdot\frac{s-2}{s^3}. \quad (24)$$

Derivata se anulează pentru $s = 2$ şi pentru $s \to \infty$. Valoarea lui $\Sigma\delta_k^2$ este în ambele cazuri $\frac{n}{2}$. Se observă că valoarea $s = 2$ defineşte lanţul de cuadripoli T simetric clasic, iar $s \to \infty$ corespunde lanţului de cuadripoli Π simetric clasic. Putem conchide deci că aceste două tipuri de lanţuri simetrice clasice sînt cazurile optime ale lanţului de cuadripoli simetric generalizat.

3. Concluzii

Aplicarea teoriei circuitelor RLC serie cu parametri concentraţi la studiul lanţului de cuadripoli ne arată că regimul tranzitoriu al acestora este de tipul oscilatoriu amortizat şi că frecvenţele fundamentale şi proprii ale oscilaţiilor variază liniar cu numărul de cuadripoli, rezultat obţinut şi la experimentările efectuate pe calculatoarele MECAN-2 şi CIFA-102.

Introducînd coordonatele parametrice longitudinale şi transversale ale liniei echivalente se prezintă o teorie originală a lanţurilor de cuadripoli simetrice generalizate, demonstrîndu-se matematic, prin minimizarea sumei abaterilor medii pătratice, că lanţurile simetrice în T şi Π clasice sînt singurele cazuri optime. Ele corespund valorilor $s = 2$ respectiv $s \to \infty$ (s fiind numitorul fracţiei $\frac{1}{s}$, care reprezintă cota parte a parametrilor cuadripolilor extremi faţă de cuadripolii interiori identici).

Bibliografie

[1] *Adămuţ, I. A.* Contribuţii la analiza propagării undelor electromagnetice pe linii în regim tranzitoriu. (Teză de doctorat). Academia R.S.R., Inst. de energetică, Bucureşti, 1969.

[2] *Timotin, A., Hortopan, V.* ş.a. Lecţii de bazele electrotehnicii vol. II. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1964.

[3] *Bewley, L. V.* Traweling waves on transmission systems, 2nd edition, New York Chapman Hall London, J. Wiley & Sons, 1951.

[4] STAS 3000–64. Conductoare de oţel-aluminiu.

[5] *Berkovski, A. M., Butaev, F. I.* ş.a. L'experience d'exploitation de la ligne de transport à courant continu Volgograd-Donbass et ses applications aux transports de grande puissance en courant continu a très haute tension. CIGRE Rapp. 43–07, 1968.

[6] *Antoniu, I. S.* şi *Adămuţ, I. A.* Contribuţii la definirea vitezei de propagare a unui semnal pe lanţurile de cuadripoli. În : St. cerc. energ. electr. **16**, nr. 3, 1966, p. 531–558.

[7] *Antoniu, I. S., Adămuţ, I. A.* şi *Damian, I. N.* Contributions dans le problème de la determination du temps de propagation sur une chaine de quadripoles a l'aide d'une calculatorice digitale. În : Rev. roum. sc. techn. Serie Electrotechn. et Energ. **13**, nr. 2, 1968, p. 199–214.

[8] *Săvescu, M.* Circuite electrice liniare. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1968.

[9] *Ştefănescu, S.* Filtre electrice. Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[10] *Adămuţ, I.* Consideraţii metodologice privind cercetarea pe calculatoare analogice a fenomenelor de propagare pe linii cu pierderi prin metoda lanţului de cuadripoli. În : Electrotehnica **16**, nr. 11, 1968, p. 406–412.

Intrat în redacţie la 25.X.1969

O nouă formulare a ecuației de mișcare a rotorului

VASILE N. NEDELCU * — București

CZ 621.313.1.013.23.001.24

În monografia lor [1], care a devenit clasică în acest domeniu, White și Woodson, au intitulat paragraful 3.4.1 (pag. 200) „A New Formulation of the Equation of Motion". Cel mai mare interes în acest paragraf, de fapt, îl prezintă relația (3.100) prin intermediul căreia se face încercarea de a pune în evidență circulația energiei în interiorul mașinii, adică de la portul electric prin intermediul energiei magnetice la portul mecanic sau invers, luînd în considerație și pierderile electrice.

Datorită importanței deosebite a acestei probleme, care poate fi considerată drept problema de bază a conversiunii electromecanice, ecuația amintită și unele comentarii care o însoțesc vor fi reproduse mai jos. Astfel, fără a respecta notațiile utilizate în [1] ecuația considerată are următoarea formă :

$$\underset{\substack{\text{puterea electrică}\\ \text{absorbită}}}{[i]_t\,[u]} = \underset{\text{pierderile electrice}}{[i]_t\,[R]\,[i]} +$$

$$+ [i]_t\,[l(\beta)]\,D[i] + \underset{\substack{\text{puterea înmagazinată în cîmpul}\\ \text{magnetic}}}{1/2\cdot[i]_t\,(D[l(\beta)])[i]} +$$

$$+ \underset{\substack{\text{puterea convertită în formă}\\ \text{mecanică}}}{1/2\cdot[i]_t\,(D[l(\beta)])\,[i]}, \qquad (3.100)$$

unde $[u]$, $[i]$ sînt matricele-coloană ale tensiunilor instantanee la bornele circuitelor și valorilor instantanee ale curenților în acestea ; $[R]$, $[l\ (\beta)]$ — matricele — rezistență și inductanță ale mașinii ; D — operatorul derivațional de timp ($D = d/dt$) ; $[i]_t$ — matrice transpusă matricei de curent.

În continuare se apreciază, în cazul procesului de conversiune continuă, că termenul $1/2\cdot[i]_t\,(D[l(\beta)])\,[i]$ trebuie să aibă o valoare medie diferită de zero ; în consecință este evident că o putere egală cu aceasta va fi înmagazinată în cîmpul magnetic. Energia care poate fi înmagazinată în întrefierul mașinii este limitată de saturația materialelor magnetice și de solicitările mecanice ; prin urmare valoarea medie a puterii cîmpului magnetic trebuie să fie nulă :

$$\{[i]_t\,[l(\beta)]\,D\,[i] + \frac{1}{2}\cdot[i]_t\,(D\,[l(\beta)])\,[i]\}_{\text{med}} = 0. \qquad (3.101)$$

Deci, puterea înmagazinată în cîmp $1/2\cdot[i]_t\,(D\,[l\,(\beta)])\,[i]$ de la sursa de energie este compensată de primul termen al ecuației (3.101) și în consecință „jumătate din energia $[i]_t\,(D\,[l\,(\beta)]\,[i]$ este convertită în formă mecanică".

Fiind complet de acord cu aprecierea formulată tot în [1] „therein lies one version of the whole problem of continuous energy conversion with rotating machines" analiza acestui proces și interpretarea, dată ca mai sus, nu pot fi acceptate din mai multe considerente și anume :

— dacă ar fi așa, adică o cantitate de energie activă egală cu cea care se transformă în energie mecanică este absorbită de cîmpul magnetic și acolo dispare, atunci niciodată randamentul unei mașini n-ar fi mai mare de 50 % ;

— deși, după părerea noastră, meritul principal al monografiei [1] constă în aceea că procesul de conversiune electromecanică este asociat cu conceptele de energie și coenergie magnetică, în analiza de mai sus aceste concepte au fost ignorate ;

— în plus rolul și participarea energiei reactive în acest proces au fost ignorate.

Considerînd toate acestea, poate fi trasă concluzia că, în ciuda existenței unui mare număr de lucrări consacrate teoriei conversiunii electromecanice dintre care totuși pînă la ora actuală cea mai valoroasă rămîne [1], acest proces nu este satisfăcător elucidat. Avînd în vedere această situație, lucrarea de față își propune ca obiectiv principal să scoată în evidență particularitățile fundamentale ale procesului de conversiune electromecanică, care se produce în special în acele tipuri de convertoare electromecanice, care asigură o transformare continuă de energie, adică în convertoarele rotative.

În concluzie se va arăta că ecuația (3.100) nu este corectă și va fi formulată forma corectă a acestei ecuații.

În acest scop o referire specială se face la lucrarea [2].

Convertorul de referință

Deși ecuația (3.100) este stabilită pentru așa-numita mașină generalizată această ecuație trebuie să fie valabilă pentru orice tip de convertor electromecanic rotativ, indiferent de regimul energetic de funcționare al acestuia : generator sau motor.

În consecință, în analiza următoare, în scopul simplității, va fi considerată o mașină

* Dr. Ing. *V. N. Nedelcu* este profesor titular la Facultatea de Electrotehnică — Institutul Politehnic București.

sincronă cu rotor cilindric funcționînd în regim electromagnetic permanent ca generator.

În figura 1 este reprezentată schema convertorului de referință. Circuitele statorului (a,b,c) vor fi considerate drept circuite dipol generator în timp ce circuitul de excitație, dipol-receptor.

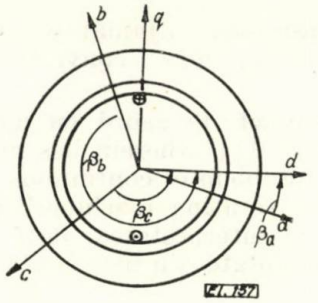


Fig. 1. Convertorul rotativ de referință.

Ecuația matriceală de tensiuni

Considerînd regula de asociere a sensurilor pozitive pentru mărimi electrice și magnetice, a dipolului generator, pentru circuitele statorului și a dipolului receptor, pentru circuitul de excitație, cît și convenția stabilită prin convertorul de referință, aplicarea celei de a doua teoreme a lui Kirchhoff duce la :

$$[u] = [e] - [R]\ [i]. \tag{1}$$

În continuare dacă se consideră legea inducției electromagnetice

$$[e] = -D\ [\psi], \tag{2}$$

ecuația (1) devine :

$$[u] = -D\ [\psi] - [R]\ [i], \tag{3}$$

unde $[u]$, $[e]$, $[\psi]$, $[i]$ sînt matricele coloană ale tensiunilor instantanee la borne, tensiunilor electromotoare, fluxurilor rezultante, curenților :

$$[u] = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_f \end{bmatrix};\quad [e] = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_f \end{bmatrix};\quad [\psi] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \end{bmatrix};$$

$$[i] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix}; \tag{4}$$

$[R]$ — matricea rezistență a mașinii :

$$[R] = \begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f \\ \hline a & R & & & \\ b & & R & & \\ c & & & R & \\ f & & & & -Rf \end{array}. \tag{5}$$

Pe de altă parte, fluxurile rezultante și curenții sînt corelați prin relația :

$$[\psi] = [l\,(\beta)]\ [i], \tag{6}$$

unde $[l(\beta)]$ este matricea — inductanță

$$[l\,(\beta)] = [l'] + [m(\beta)] \tag{7}$$

în care $[l']$, $[m\,(\beta)]$ au expresiile :

$$[l'] = \begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f \\ \hline a & l & -m & -m & \\ b & -m & l & -m & \\ c & -m & -m & l & \\ f & & & & -L_f \end{array};$$

(8)

$$[m(\beta)] = \begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f \\ \hline a & & & & -M\cos\beta_a \\ b & & & & -M\cos\beta_b \\ c & & & & -M\cos\beta_c \\ f & M\cos\beta_a & M\cos\beta_b & M\cos\beta_c & \end{array},$$

unde : l este inductanța totală a unui circuit statoric ; m — inductanța mutuală dintre două circuite statorice ; M — inductanța mutuală maximă dintre un circuit statoric și circuitul de excitație ; L_f — inductanța totală a circuitului de excitație.

Procesul continuu de conversiune energetică electromecanică are loc în regim electromagnetic permanent de funcționare a mașinii. Pentru acest regim, în figura 2 este reprezentată diagrama sinorială de tensiuni corespunzătoare ecuației matriceale (1). Prin intermediul acestei diagrame valorile instantanee ale mărimilor de indici a,b,c se obțin ca proiecțiile sinorilor corespunzători pe axele magnetice ale circuitelor respective.

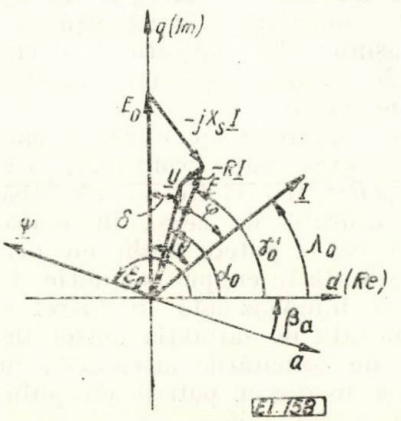


Fig. 2. Diagrama sinorială de tensiune, corespunzătoare regimului electromagnetic permanent.

Energie magnetică. Coenergie magnetică. Energie reactivă

Expresia puterii electrice generată în circuitele mașinii este :

$$p_g = [i]_t\,[e], \tag{9}$$

sau, considerînd (2) :

$$p_g = -\,[i]_t\,D\,[\psi]. \tag{9'}$$

Este ușor de observat că mărimea p_g reprezintă derivata parțială cu semn negativ a mărimii w_r :

$$p_g = -\,D\,(w_r)_{[i]t=\text{const}}, \tag{10}$$

unde w_r este :

$$w_r = [i]_t\,[\psi] = \Sigma\, w_{rn} \tag{11}$$

iar w_{rn} este energia reactivă asociată fluxului înlănțuit cu circuitul n ($n = a,b,c,f$) :

$$w_{rn} = i_n\,\psi_n. \tag{12}$$

Condiția $[i]_t = \text{const}$ în relația (10) are o semnificație matematică : această condiție precizează variabilele independente în raport cu care trebuie efectuată diferențierea funcției. În anumite cazuri particulare această condiție poate avea și o semnificație fizică : variația mărimii w_r se produce la valori constante ale curenților în circuite.

În continuare, dacă se consideră (6), (11) devine :

$$w_r = [i]_t\,[l(\beta)]\,[i]. \tag{13}$$

Energia magnetică asociată cu sistemul electromecanic considerat prin definiție are expresia :

$$w_m = \int_0^{[\psi]} [i]_t\,d\,[\psi']_{\beta=\text{const}} \tag{14}$$

sau, adoptînd ipoteza liniarității circuitului magnetic :

$$w_m = \int_0^{[i]} [i]_t\,[l\,(\beta)]\,d\,[i']_{\beta=\text{const}}. \tag{14'}$$

Relația (14) arată că energia magnetică se obține integrînd expresia corespunzătoare în ipoteza coordonatei mecanice fixe ($\beta = \text{const}$).

Aplicînd regula de integrare prin părți, relația (14) devine :

$$w_m = [i]_t\,[\psi] - \int_0^{[i]} (d\,[i']_t)_{\beta=\text{const}}\,[\psi], \tag{15}$$

unde, termenul al doilea din partea dreaptă reprezintă coenergia magnetică asociată sistemului electromecanic considerat, adică :

$$w'_m = \int_0^{[i]} (\mathrm{d}\,[i'])_{\beta=\text{const}}\,[\psi]. \tag{16}$$

În cazul sistemului magnetic liniar, (16) devine :

$$w'_m = \int_0^{[i]} (d\,[i']_t)_{\beta=\text{const}}\,[l\,(\beta)]\,[i]. \tag{16'}$$

Pe de altă parte relația (15) pune în evidență legătura dintre energia magnetică w_m, coenergia magnetică w'_m și energia reactivă w_r :

$$w_m + w'_m = w_r, \tag{17}$$

unde :

$$w_r = [i]_t\,[\psi] = [i]_t\,[l(\beta)]\,[i] = \Sigma\, i_n\,\psi_n. \tag{18}$$

Ciclul electromecanic

Ciclul electromecanic reprezintă curba descrisă de ecuația $\psi_n = f(i_n)$.

Conform teoremei energiei active a conversiunii electromecanice [2] energia transformată dintr-o formă în alta este egală cu aria ciclului electromecanic. Ecuația ciclului electromecanic reprezintă o elipsă reală (fig. 3).

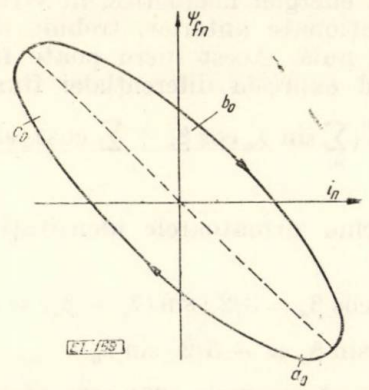


Fig. 3. Ciclul electromecanic.

De asemenea, s-a arătat că puterea corespunzătoare variației energiei magnetice în perioada ciclului electromecanic reprezintă puterea activă generată într-un circuit al statorului :

$$P'_g = W_{m/T} = -\,1/_T \cdot \oint i_n\,\mathrm{d}\psi_n = -\,1/_T \cdot$$

$$\cdot \oint i_n\,\mathrm{d}\,\psi_{fn} = E\,I\cos\varphi' = E_0\,I\cos\theta, \tag{19}$$

unde : ψ_{fn} este fluxul mutual înlănțuit cu spirele circuitului n produs de solenația inductoare ; E, E_0, I — valorile efective ale t.e.m. $\hat{E}_0$, $\hat{E}$ și curentului $\hat{I}$ reprezentate în figură.

Asemănător, s-a demonstrat că puterea corespunzătoare coenergiei magnetice pe aceeași perioadă reprezintă tot puterea activă P'_g dar cu semn negativ, adică :

$$W'_{m/T} = -\,1/_T \cdot \oint \psi_n\,\mathrm{d}\,i_n = -\,1/_T \cdot \oint \psi_{fn}\,\mathrm{d}\,i_n = -\,P'_g. \tag{20}$$

Este interesant de arătat că energia activă generată în circuitul de excitație este nulă.

Astfel, dacă se consideră expresia fluxului magnetic rezultant, înlănțuit cu înfășurarea de excitație:

$$\psi_f = L_f i_f - \sum M i_n \cos \beta_n, \tag{21}$$

unde i_n poate fi exprimat prin:

$$i_n = \hat{I} \cos \lambda_n, \tag{22}$$

și:

$$\beta_a = \beta\,;\ \beta_b = \beta + 2\rho\,;\ \beta_c = \beta + \rho$$

$$\lambda_a = \beta + \lambda_0\,;\ \lambda_b = \lambda_a + 2\rho\,;\ \lambda_c = \lambda_a + \rho, \tag{23}$$

se poate demonstra ușor că variația coenergiei magnetice asociată cu fluxul magnetic al înfășurării de excitație pe durata unui ciclu electromecanic este nulă:

$$W'_{fm} = \oint \psi_f \, di_f = 0 \tag{24}$$

deoarece $di_f = 0$ ($i_f = \text{const}$).

Variația energiei magnetice, în virtutea teoremei menționate anterior, trebuie să fie, de asemenea, nulă. Acest lucru poate fi dovedit considerînd expresia diferențialei fluxului:

$$d\psi_f = M\hat{I}\left(\sum_n \sin \lambda_n \cos \beta_n + \sum \cos \lambda_n \sin \beta_n\right) d\beta. \tag{25}$$

Considerînd următoarele identități trigonometrice:

$$\sum \sin \lambda_n \cos \beta_n = 3/2 \cdot \sin (\lambda_a - \beta_a) = 3/2 \cdot \sin \lambda_0$$

$$\sum \cos \lambda_n \sin \beta_n = -3/2 \cdot \sin \lambda_0 \tag{26}$$

se observă că expresia (25) este identic nulă, astfel încît variația energiei magnetice pe perioada ciclului electromecanic:

$$W_{fm} = \oint i_f \, d\psi_f = 0, \tag{27}$$

este de asemenea identic nulă.

Astfel s-a demonstrat că în circuitul de excitație nu este generată putere activă.

Teorema energiei reactive

Considerarea relațiilor (18), (19) conduce la:

$$\oint \sum i_n \, d\psi_n + \oint \sum \psi_n \, di_n = \oint \sum d(\psi_n i_n) = 0 \tag{28}$$

sau, considerînd unghiul β ($\beta_\beta = \omega t + \beta_0$ — unde ω este viteza sincronă unghiulară) ca variabilă independentă, (28) poate fi retranscrisă în forma:

$$\oint (w_r)'_\beta \, d\beta = 0, \tag{28'}$$

care permite să se scrie:

$$\oint w_r \, d\beta = \text{const} = W_r, \tag{29}$$

unde w_r este energia reactivă instantanee și W_r — energia reactivă corespunzătoare unui ciclu electromecanic.

Relația (29) reprezintă formularea matematică a teoremei energiei reactive: orice proces de conversiune electromecanică ce asigură o transformare continuă de energie este caracterizat printr-o valoare constantă a energiei reactive pe intervalul unui ciclu electromecanic.

Consecința principală a acestei teoreme constă în relația următoare:

$$D\, w_r = D\, W_r = [i]_t \, (D\ [\psi]) + (D\ [i]_t)\ [\psi] = 0$$

sau

$$[i]_t \, (D\ [\psi]) = -\,(D\ [i]_t)\ [\psi]. \tag{30}$$

În continuare, dacă se consideră relația generală dintre energia reactivă, energia magnetică și coenergie magnetică (17) se poate scrie:

$$D\, w_m = -\,D\, w'_m \tag{31}$$

care arată că variația energiei magnetice trebuie compensată de variația coenergiei magnetice în scopul menținerii neschimbate a energiei reactive.

Înlocuind (6) în (30) se obține:

$$[i]_t \ [l(\beta)]\ D[i] + [i]_t \ (D[l(\beta)])\ [i] + (D[i]_t)\ [l(\beta)]\ [i] = 0. \tag{32}$$

Se poate observa ușor că (32) este satisfăcută numai dacă primul și al treilea termen se anulează reciproc iar cel de al doilea este identic nul.

Al doilea termen al acestei relații poate fi retranscris în forma de mai jos, dacă se ia în considerație relația (7):

$$[i]\,(D[l(\beta)])\,[i] = [i]_t\,[m'_\beta\ ]\,[i]\,D_\beta, \tag{33}$$

unde $[m'_\beta]$ reprezintă derivata în raport cu variabila β a matricei inductanță $[m(\beta)]$:

$$[m'_\beta\ ] = D_\beta\,[m\,(\beta)]. \tag{33'}$$

Conform celor arătate și avînd în vedere faptul că variabila β este conținută numai în matricea $[m\,(\beta)]$ se poate scrie relația:

$$[i]_t\,[m_\beta]\ [i] = D_\beta\, w_m + D_\beta\, w'_m = 0, \tag{34}$$

sau dacă se consideră relațiile (4) și (8) și relațiile care derivă din diagrama sinorială de tensiuni, forma desfășurată a acestei relații este:

$$[i]_t\,[m'_\beta]\,[i] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & M\sin\beta_a \\ 0 & 0 & 0 & M\sin\beta_b \\ 0 & 0 & 0 & M\sin\beta_c \\ -M\sin\beta_a & -M\cos\beta_b & -M\sin\beta_c & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \hat{I}\cos\lambda_a \\ \hat{I}\cos\lambda_b \\ \hat{I}\cos\lambda_c \\ i_f \end{vmatrix} \tag{34'}$$

$$= |\ \hat{I}\cos\lambda_a \ \hat{I}\cos\lambda_b \ \hat{I}\cos\lambda_c \ i_f\ |$$

După efectuarea tuturor operațiilor matematice, considerînd identitățile trigonometrice (26) se obține:

$$[i]_t\,[m'_\beta]\,[i] = {}^3/_2 \cdot M\hat{I}\,i_f\,[\sin(\beta_a - \lambda_a) + \sin(\lambda_a - \beta_a)] = 0$$

adică:

$$D_\beta\, w_m = -\,D_\beta\, w'_m, \qquad (34'')$$

unde:

$$D_\beta\, w_m = {}^3/_2 \cdot M\hat{I} i_f \cdot \sin(\beta_a - \lambda_a) \qquad (35)$$

$$D_\beta\, w'_m = -\,{}^3/_2 \cdot M\hat{I} i_f \cdot \sin(\beta a - \lambda a). \qquad (36)$$

În același mod pot fi evaluați primul și al treilea termen ai relației (32) folosind identitățile:

$$\Sigma \sin 2\lambda_n = 0$$

$$\sin(\lambda_a + \lambda_b) + \sin(\lambda_b + \lambda_c) + \sin(\lambda_c + \lambda_a) = 0$$

Astfel, pentru primul termen se obține:

$$[i]_t\,[l(\beta)]\,(D[i]) = -\,{}^3/_2 \cdot \omega\, M\hat{I}\, i_f \sin(\lambda_a - \beta_a), \qquad (37$$

iar pentru al doilea:

$$(D[i]_t)\,[l(\beta)]\,[i] = {}^3/_2 \cdot \omega\, M\hat{I} i_f \sin(\lambda_a - \beta_a).) \qquad (38)$$

Comparînd (38), (39) se poate observa că relația (32) este satisfăcută deoarece:

$$[i_t]\,[l(\beta)]\,(D[i]) = -\,(D[i]_t)\,[l(\beta)]\,[i],$$

sau:

$$D(w_m)_{\beta = \text{const}} = -\,D(w'_m)_{\beta = \text{const}}. \qquad (39)$$

Energia activă

Bilanțul puterii active poate fi efectuat prin intermediul ecuației următoare:

$$[i]_t\,[u] = [i]_t\,[e] - [i]_t\,[R]\,[i],$$

sau:

$$[i_t]\,[u] = -\,[i]_t\,D\,[\psi] - [i]_t\,[R]\,[i]. \qquad (40)$$

Partea stîngă a relației (40) reprezintă puterea activă debitată în rețea prin bornele statorului și puterea absorbită prin bornele înfășurării de excitație; primul termen din partea dreaptă reprezintă puterea activă generată în circuitele mașinii; al doilea termen — pierderile electrice în înfășurări.

În continuare, dacă se consideră (6) respectiv (33), relația (40) poate fi retranscrisă în forma

$$[i]_t\,[u] = -\,[i]_t\,[l(\beta)]\,(D\,[i]) - [i]\,[m'_\beta]\,[i]\,D^3 - [i]_t\,[R]\,[i]. \qquad (41)$$

Considerînd relațiile care rezultă din diagrama sinorială de tensiuni $i_n = \hat{I}\cos\lambda_n$; $u_n = U\cos\alpha_n$ produsele matriceale $[i]_t\,[u]$, $[i]_t[R][i]$ devin:

$$[i]_t\,[u] = {}^3/_2 \cdot \hat{U}\,\hat{I}\cos(\alpha_a - \lambda_a) + u_f\, i_f, \qquad (42)$$

$$[i]_t\,[R]\,[i] = {}^3/_2 \cdot R\hat{I}^2 - R_f\, i_f^2. \qquad (43)$$

Separînd mărimile statorice și rotorice, după considerarea relațiilor (35), (36), (37), (42), (43) și a valorilor efective ale mărimilor, relația (41) se retranscrie:

$$3\,U\,I\cos\varphi = 3\,E_0\,I\sin\lambda_0 - 3\,R\,I^2, \qquad (44)$$

$$u_f\, i_f = R_f\, i_f^2. \qquad (45)$$

Analiza prezentată permite să se dea o formulare corectă ecuației (3—100) stabilită în [1], astfel:

$$[i]_t\,[u] = -\,[i]_t\,[l(\beta)]\,(D\,[i]) - D_\beta\, w'_m\, D_\beta - D_\beta\, w_m\, D\beta - [i]_t\,[R]\,[i]. \qquad (46)$$

Ecuația (46) este fundamentală pentru procesul de conversiune electromecanic. Această ecuație oferă posibilitatea de interpretare a aspectelor magnetic, mecanic, și electric ale acestui proces cît și înțelegerea conceptelor de energie magnetică, coenergie magnetică, de energie magnetică reactivă cît și rolul acestora în procesul de conversiune energetică.

Concluzii

— Lucrarea scoate în evidență faptul că ecuația (3.100) stabilită în [1] nu este corectă și dă forma corectă a acestei ecuații (46).

— În lucrare se formulează „teorema energiei reactive a conversiunii electromecanice" conform căreia energia reactivă pe intervalul unui ciclu electromecanic este o mărime constantă.

Bibliografie

[1] *White, D. C.* și *Woodson, H. H.* Electromechanical Energy Conversion, J. Wiley, New York, London, 1959.

[2] *Nedelcu, N. V.*: Ein neues allgemeines Theorem der electromechanischen Konversion. În: Wissenschaftliche Zeitschrift der Elektrotechnik, Band 13, Heft 3, 1969, pag. 141—158.

Intrat în redacție la 15.I.1970

Răspunsul la excitația treaptă de curent a conductorului tubular

VIORICA HORTOPAN*—București

CZ 621.315.5.015.33:538.542

S-a arătat într-un articol anterior [1] comportarea la excitația treaptă de curent a unui conductor cilindric plin. În lucrarea de față se calculează răspunsul tranzitoriu în cazul unui conductor tubular, utilizat în mod obișnuit ca șunt coaxial pentru măsura curenților foarte intenși. Precizia șuntului este dată de mărimea timpului de răspuns :

$$T_r = \int_0^\infty [1 - f(t)]\,\mathrm{d}t, \tag{1}$$

în care $f(t)$ este răspunsul tranzitoriu la excitația treaptă unitate, conform recomandărilor CEI [2].

În literatura tehnică [3], [4] s-a dat o soluție aproximativă a răspunsului tranzitoriu intrinsec, care rezultă din neglijarea unui termen al ecuației diferențiale de bază după cum se arată în anexa 1. Astfel pentru un conductor tubular supus la excitația treaptă de curent, rezultă următoarele expresii ale densităților de curent : în exterior

$$J_e = \frac{I}{2\pi r_e \delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_k}}\right]; \tag{2}$$

și în interior

$$J_i = \frac{I}{2\pi r_i \delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n} (-1)^k \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_k}}\right], \tag{3}$$

în care :

σ este conductivitatea materialului ;
μ — permeabilitatea materialului ;
r_e — raza exterioară a tubului ;
r_i — raza interioară a tubului ;
I — treapta de curent ;
$\delta = r_e - r_i$ — grosimea tubului ;
$T_k = \dfrac{\sigma\mu\delta^2}{k^2\pi^2}$ — constanta de timp.

Aceste densități de curent conduc, pentru un conductor tubular de lungime l, la tensiunile corespunzătoare :

$$u_e = J_e \frac{l}{\sigma} = \frac{I}{2\pi r_e \delta}\cdot\frac{l}{\sigma}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_k}}\right]; \tag{4}$$

$$u_i = J_i \frac{l}{\sigma} = \frac{I}{2\pi r_i \delta}\cdot\frac{l}{\sigma}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n} (-1)^k \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \tag{5}$$

Constatînd că rezultatele obținute cu aceste formule, produc anomalii, adică pentru $t\to\infty$, $J_e < J_i$, se indică în articolul de față o rezolvare exactă a problemei. Ca în lucrarea precedentă [1] și în cazul de față se va calcula *răspunsul intrinsec* al șuntului, deoarece comportarea ansamblului dispozitivului de măsură este cunoscută [5]. Sugestii valoroase privind constanta de timp a conductoarelor tubulare sînt date în lucrările acad. A. Avramescu [6].

1. Cîmpul electromagnetic în conductorul tubular

În articolul menționat la [1] se arată cum, din ecuațiile lui Maxwell aplicate unui mediu conductor, se obțin atît ecuația de derivate parțiale a intensității cîmpului electric :

$$\frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial E}{\partial r} = \sigma\mu\frac{\partial H}{\partial t}, \tag{6}$$

cum și ecuația de legătură dintre intensitățile cîmpului magnetic și electric :

$$\mu\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\partial E}{\partial r}, \tag{7}$$

exprimate în coordonate cilindrice r,φ,z dacă $E = E_z$ și $H = H_\varphi$.

Sub formă operațională ecuațiile (6) și (7) se scriu :

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathscr{E}}{\mathrm{d}r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\mathrm{d}\mathscr{E}}{\mathrm{d}r} = \gamma^2\mathscr{E} \tag{8}$$

și

$$\mu p\mathscr{H} = \frac{\mathrm{d}\mathscr{E}}{\mathrm{d}r}, \tag{9}$$

în care :

$$\gamma^2 = \sigma\mu p \tag{10}$$

și $\mathscr{L}(E) = \mathscr{E}$; $\mathscr{L}(H) = \mathscr{H}$.

Soluția ecuației (8) este :

$$\mathscr{E} = AJ_0(\mathrm{j}\gamma r) + BN_0(\mathrm{j}\gamma r), \tag{11}$$

iar expresia imaginii cîmpului magnetic devine, cu ajutorul funcțiilor Bessel de ordin zero :

$$\mathscr{H} = \frac{1}{\mu p}[\mathrm{j}\gamma A J_0'(\mathrm{j}\gamma r) + \mathrm{j}\gamma B N_0'(\mathrm{j}\gamma r)] =$$

$$= \frac{\sigma}{\mathrm{j}\gamma}[A J_1(\mathrm{j}\gamma r) + B N_1(\mathrm{j}\gamma r)]. \tag{12}$$

* Ing. *Viorica Hortopan* este șef de lucrări la Institutul Politehnic București.

Originalul expresiei (12), demonstrat în anexa 2, este :

$$H = \frac{I}{2\pi r_e}\left\{\frac{(r^2 - r_i^2)}{(r_e^2 - r_i^2)}\cdot\frac{r_e}{r} - \right.$$

$$\left. - 2\sum_{k=1}^{n}\frac{J_1(x_k)N_1\left(x_k\frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k)J_1\left(x_k\frac{r}{r_i}\right)}{x_k\, a_k}e^{-\frac{t}{T_k}}\right\} \quad (13)$$

în care :

$$a_k = J_1(mx_k)\,N_0(x_k) - N_1(mx_k)\,J_0(x_k) + \\ + m\,[N_1(x_k)\,J_0(mx_k) - J_1(x_k)\,N_0(mx_k)]; \quad (14)$$

r este distanța dintre ax și punctul în care se calculează cîmpul magnetic ($r_i \leqslant r \leqslant r_e$);

$m = \frac{r_e}{r_i}$ — raportul razelor tubului;

x_k — rădăcina ecuației de tipul $J_1(x)N_1(mx) - N_1(x)J_1(mx) = 0$;

$J_0(x)$, $N_0(x)$ — funcții Bessel de ordinul zero și de speța 1, respectiv 2;

$J_1(x)$, $N_1(x)$ — funcții Bessel de ordinul 1 și de speța 1, respectiv 2.

$T_k = \frac{\sigma\,\mu\,r_i^2}{x_k^2}$ — constanta de timp.

Densitatea de curent J rezultă tot din ecuațiile lui Maxwell exprimate în coordonate cilindrice :

$$J = \sigma E = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(Hr) = \frac{1}{r}H + \frac{\partial H}{\partial r} \quad (14)$$

sau conform demonstrației din anexa 3 :

2. Variația în timp a densității de curent

Ca aplicație a relațiilor (16) și (17) s-au calculat densitățile de curent la exteriorul și interiorul unui conductor tubular din isabellin (84% Cu, 13% Mn, 3% Al), cu :

conductivitatea $\sigma = 2\cdot 10^6 \frac{S}{m}$;

raza interioară $r_i = 32$ mm;

raza exterioară $r_e = 35{,}2$ mm;

permeabilitatea $\mu = \mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\frac{H}{m}$.

Rădăcinile x_k s-au obținut din tabelele [7] sub forma indicată în tabela 1.

Calculul funcțiilor Bessel, care nu sînt tabelate, s-a efectuat cu ajutorul expresiilor [7] :

$$J_n(x) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi x}}\cos\left[x - \frac{n\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right] \quad (18)$$

$$(|x| \gg 1;\ |x| \gg n)$$

$$N_n(x) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi x}}\sin\left[x - \frac{n\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right]. \quad (19)$$

S-au obținut rezultatele din tabela 2 care sînt reprezentate în figura 1 (linii pline).

În tabela 2 și figura 1, J_∞ reprezintă densitatea de curent în regim staționar, adică :

$$J_\infty = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)}.$$

Calculînd densitățile de curent cu formulele (2) și (3) raportate tot la J_∞, se obțin rezultatele din tabela 3 și figura 1 (linii punctate)

$$J = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)}\left\{1 - \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i}\sum_{k=1}^{n}\frac{J_1(x_k)\,N_0\left(x_k\frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k)\,J_0\left(x_k\frac{r}{r_i}\right)}{a_k}e^{-\frac{t}{T_k}}\right\}. \quad (15)$$

Densitatea de curent la periferia conductorului tubular ($r = r_e$) se obține din relația (15) :

$$J_e = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)}\left\{1 - \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i}\sum_{k=1}^{n}\frac{J_1(x_k)\;N_0(mx_k) - N_1(x_k)\;J_0(mx_k)}{\left[\begin{array}{l}J_1(mx_k)\,N_0(x_k) - N_1(mx_k)\,J_0(x_k) + \\ + m[N_1(x_k)\,J_0(mx_k) - J_1(x_k)\,N_0(mx_k)]\end{array}\right]}e^{-\frac{t}{T_k}}\right\}. \quad (16)$$

Densitatea de curent în interiorul conductorului tubular ($r = r_i$) se obține tot din relația (15) :

$$J_i = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)}\left\{1 - \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i}\sum_{k=1}^{n}\frac{J_1(x_k)\;N_0(x_k) - N_1(x_k)\;J_0(x_k)}{\left[\begin{array}{l}J_1(mx_k)\,N_0(x_k) - N_1(mx_k)\,J_0(x_k) + \\ + m[N_1(x_k)\,J_0(mx_k) - J_1(x_k)\,N_0(mx_k)]\end{array}\right]}e^{-\frac{t}{T_k}}\right\}. \quad (17)$$

Tabela 1

Primele patru rădăcini x_k ale expresiei
$J_1(x)\,N_1(mx) - J_1(mx)\,N_1(x) = 0$

m	$(m-1)\,x_1$	$(m-1)\,x_2$	$(m-1)\,x_3$	$(m-1)\,x_4$
1,1	3,1427	6,2837	9,4251	12,5666

Se observă din tabelele 2 și 3 că valorile densităților de curent calculate prin metoda relațiilor (16) și (17), diferă de cele calculate prin metoda relațiilor (2) și (3) mai ales după 10 μs; într-adevăr în timp ce J_e și J_i tind către egalizarea cu J_∞ în tabela 2, în tabela 3, J_e devine mai mare ca J_i, ceea ce nu corespunde realității. Această situație devine cu atît mai pregnantă cu cît grosimea tubului crește. La grosimi mici de tub, sub 0,5 mm, diferențele prezentate la $t \to \infty$, ale formulelor (2) și (3) nu mai sînt importante.

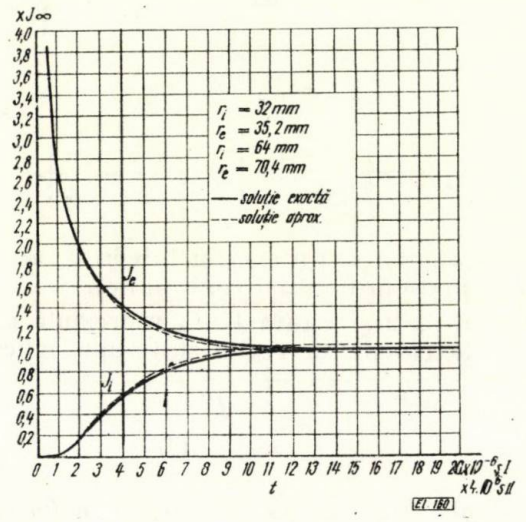


Fig. 1. Densitatea de curent în conductorul tubular: r_i – raza interioară; r_e – raza exterioară.

Tabela 2

Densitatea de curent calculată cu relațiile (16) și (17)

t	0,5	1	2	5	10	20	$\times 10^{-6}$ s
J_e	3,86	2,76	1,975	1,278	1,0408	1,00088	$\times J_\infty$
J_i	0	0	0,175	0,712	0,9577	0,9990	$\times J_\infty$

3. Evaluarea timpului de răspuns

Tensiunea se măsoară la bornele șuntului, trecînd legăturile cu oscilograful prin interiorul tubului unde cîmpul magnetic este nul. Din acest motiv se măsoară de fapt tensiunea în funcție de densitatea de curent din interiorul tubului:

$$u_i = J_i \frac{l}{\sigma} = \frac{I}{\pi(r_e^2 - r_i^2)} \cdot \frac{l}{\sigma} \left[1 - \right.$$

$$\left. - \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i} \sum_{k=1}^{n} A_k \, e^{-\frac{t}{T_k}} \right], \qquad (18)$$

în care:

$$A_k = \frac{J_1(x_k)\,N_0(x_k) - N_1(x_k)\,J_0(x_k)}{J_1(mx_k)\,N_0(x_k) - N_1(mx_k)\,J_0(x_k) + m[N_1(x_k)\,J_0(mx_k) - J_1(x_k)\,N_0(mx_k)]}.$$

Tabela 3

Densitatea de curent calculată cu relațiile (2) și (3)

t	0,5	1	2	5	10	20	$\times 10^{-6}$ s
J_e	3,85	2,73	1,935	1,24	1	0,96	$\times J_\infty$
J_i	0	0	0,17	0,745	1,001	1,045	$\times J_\infty$

Timpul de răspuns, conform relației (1) devine:

$$T_k = \int_0^\infty \left[1 - \left(1 - \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i} \sum_{k=1}^{n} A_k \, e^{-\frac{t}{T_k}} \right) \right] dt =$$

$$= \frac{r_e^2 - r_i^2}{r_e r_i} \sum_{k=1}^{n} A_k \, T_k. \qquad (19)$$

Se constată că pentru același material conductor, cu $m = \frac{r_e}{r_i} = \text{ct}$ și raze r_i variabile (r_{i_1}, r_{i_2}, ...) există următoarea relație între timpii de răspuns corespunzători (T_{r_1}, T_{r_2}, ...):

$$\frac{T_{r_1}}{T_{r_2}} = \frac{r_{i_1}^2}{r_{i_2}^2}. \qquad (20)$$

În figura 2 s-au reprezentat sugestiv patru tuburi de raze diferite $r_i = 8$; 16; 32; 64 mm și $m = 1{,}1$, pentru care s-au calculat cu relația de similitudine (20) rezultatele din tabela 4, luînd ca bază timpul de răspuns al conductorului cu $r_i = 32$ mm. Acest timp de răspuns s-a calculat cu relația (19), considerînd $n = 4$, seria fiind rapid convergentă.

În figura 3 s-a trasat diagrama timpului de răspuns în funcție de raza interioară a tubului. Se poate constata o variație parabolică a timpului de răspuns în funcție de această rază după cum rezultă și din relația (20).

În ce privește timpul de răspuns, conform relației (19), acesta este dependent atît de raza interioară r_i, cît și de grosimea tubului reprezentată de raportul $m = \frac{r_e}{r_i}$. Dacă se calcu-

leză timpul de răspuns cu ajutorul relațiilor simplificatoare (1) și (5) se obține :

$$T'_r = \int_0^{\infty} \left[1 - \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{n} (-1)^k \, e^{-\frac{t}{T_k}} \right) \right] dt = \\ = -2 \sum_{k=1}^{n} (-1)^k \, T_k . \qquad (21)$$

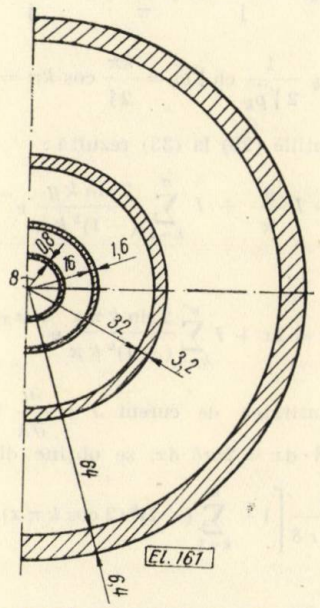


Fig. 2. Dimensiunile tuburilor cu $m = 1{,}1$ pentru care s-a calculat T_r.

Se observă că pentru același material conductor, timpul de răspuns este funcție numai de grosimea tubului δ. Pentru diverse grosimi

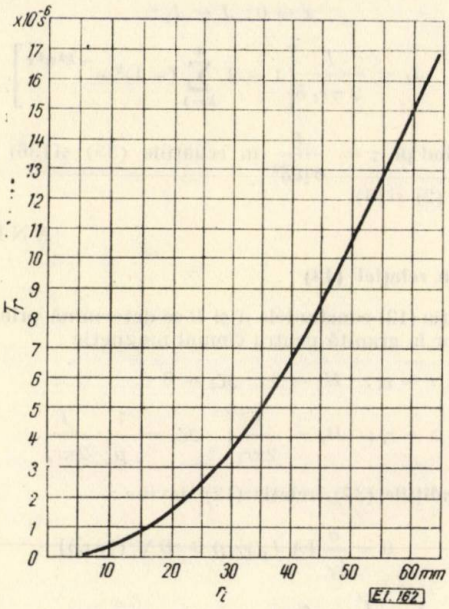


Fig. 3. Timpul de răspuns al tuburilor cu $m = 1{,}1$.

(δ_1, δ_2, ...), timpii de răspuns corespunzători (T'_{r_1}, T'_{r_2} ...) sînt în raportul :

$$\frac{T'_{r_1}}{T'_{r_2}} = \frac{\delta_1^2}{\delta_2^2} . \qquad (22)$$

De exemplu, pentru grosimi de tub corespunzătoare tabelei 4, se obțin valorile din tabela 5.

Tabela 4

Timpul de răspuns T_r pentru diferite raze r_i la $m = 1{,}1$

r_i, mm	8	16	32	64
T_r, μs	0,264375	1,0575	4,23	16,92

Tabela 5

Timpul de răspuns T'_r pentru diferite grosimi de tub

δ, mm	0,8	1,6	3,2	6,4
T'_r, μs	0,268	1,072	4,288	17,152

Este evident că diferența între timpul de răspuns T_r, relația (19), și timpul de răspuns T'_r, relația (21) este mai puțin importantă la grosimi mici de tub, ceea ce ar permite la $m \approx 1$ folosirea formelor simplificatoare.

Menționăm că la stabilirea timpului de răspuns T'_r cu relația (21) s-a considerat ca valoare stabilizată a tensiunii u_t valoarea corespunzătoare relației (5), care diferă de expresia reală și corectă dată de relația (18) propusă de autor.

4. Concluzii

În articol se prezintă o metodă exactă de calcul a răspunsului intrinsec la excitația treaptă de curent a șuntului coaxial.

Relațiile obținute oferă posibilitatea de a calcula exact densitatea de curent și timpul de răspuns pentru orice dimensiuni ale conductorului tubular, față de relațiile cunoscute în literatură, care oferă aplicabilitate numai pentru grosimi foarte mici ale tubului.

Relațiile de calcul preconizate permit dimensionarea șunturilor coaxiale mai ales pentru curenți foarte intenși, gama timpului de răspuns calculată fiind cuprinsă între 0,26 și 16,92 μs.

ANEXA I

Deducerea relațiilor (2) și (3)

În articolul deja menționat [1], se indică ecuația diferențială, exprimată în coordonate cilindrice, a cîmpului magnetic H :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial H}{\partial r} - \frac{H}{r^2} = \sigma \mu \frac{\partial H}{\partial t} . \qquad (23)$$

Avînd în vedere că la distanța r de axul tubului, cîmpul magnetic este :

$$H = \frac{i}{2 \pi r} \qquad (24)$$

în care i reprezintă curentul care trece prin secțiunea unui tub de rază interioară r_i și de o rază exterioară oarecare $r < r_e$. Înlocuind (24) în (23) se obține:

$$\frac{\partial^2 i}{\partial r^2} - \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial i}{\partial r} = \sigma\mu \frac{\partial i}{\partial t}. \tag{25}$$

Făcînd schimbările de variabilă:

$$r = r_i + x\delta \text{ și } t = \sigma\mu\delta^2\tau,$$

în care δ este grosimea tubului, iar $0 \leqslant x \leqslant 1$, rezultă:

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} - \frac{1}{r_i/\delta + x} \cdot \frac{\partial i}{\partial x} = \frac{\partial i}{\partial \tau}.$$

Dacă tubul este suficient de subțire, se neglijează termenul $\frac{1}{r_i/\delta + x} \cdot \frac{\partial i}{\partial x}$ și ecuația devine:

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = \frac{\partial i}{\partial \tau}.$$

Făcînd o nouă înlocuire:

$$y = \pi x$$

se obține *

$$\frac{\partial^2 i}{\partial y^2} = \frac{1}{\pi^2} \frac{\partial i}{\partial \tau}. \tag{26}$$

Aplicînd transformarea Laplace $\mathfrak{L}(I) = \mathfrak{I}$ se obține ecuația și soluția:

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathfrak{I}}{\mathrm{d}y^2} = \frac{p}{\pi^2}\mathfrak{I} \tag{27}$$

$$\mathfrak{I} = A\,\mathrm{e}^{-\frac{\sqrt{p}}{\pi}y} + B\,\mathrm{e}^{\frac{\sqrt{p}}{\pi}y}$$

Condițiile la graniță sînt:

$$\begin{aligned} &r = r_i;\ x = 0;\ y = 0;\ i = 0,\\ &r = r_e;\ x = 1;\ y = \pi;\ i = I. \end{aligned} \tag{28}$$

Deci din relațiile (27) și (28) se deduce:

$$A = -B = \frac{I}{p\,[\mathrm{e}^{-\sqrt{p}} - \mathrm{e}^{\sqrt{p}}]}$$

sau

$$\mathfrak{I} = \frac{I}{p} \cdot \frac{\mathrm{sh}\left(\frac{\sqrt{p}}{\pi}y\right)}{\mathrm{sh}\sqrt{p}} = F(p) = \frac{P_1(p)}{p\,P_2(p)}.$$

Aplicînd dezvoltarea Heaviside:

$$i(t) = \frac{P_1(0)}{P_2(0)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{P_1(p_k)}{p_k\,P_2'(p_k)}\,\mathrm{e}^{p_k t} \tag{29}$$

se ridică nedeterminarea $\frac{P_1(0)}{P_2(0)} = \frac{0}{0}$, cu ajutorul regulei lui l' Hopital:

$$\lim_{p\to 0}\frac{P_1(p)}{P_2(p)} = \lim_{p\to 0}\frac{I\,\frac{y}{\pi 2\sqrt{p}}\,\mathrm{ch}\,\frac{\sqrt{p}}{\pi}y}{\frac{1}{2\sqrt{p}}\,\mathrm{ch}\sqrt{p}} = I\,\frac{y}{\pi} \tag{30}$$

$P_2(p)$ se anulează pentru:

$$\mathrm{sh}\sqrt{p} = \frac{1}{\mathrm{j}}\sin \mathrm{j}\sqrt{p} = 0$$

$$\mathrm{j}\sqrt{p_k} = k\pi \quad \text{sau} \quad p_k = -k^2\pi^2. \tag{31}$$

Rezultă:

$$P_1(p_k) = \frac{I}{\mathrm{j}} \sin \mathrm{j}\frac{\sqrt{p_k}}{\pi}y = \frac{1}{\mathrm{j}}\sin ky \tag{32}$$

$$p_k P_2'(p_k) = p_k \frac{1}{2\sqrt{p_k}}\,\mathrm{ch}\sqrt{p_k} = \frac{k\pi}{2\mathrm{j}}\cos k\pi = \frac{k\pi}{2\mathrm{j}}(-1)^k. \tag{33}$$

Deci din relațiile (29) la (33) rezultă:

$$i = I\frac{y}{\pi} + I\sum_{k=1}^{\pi}\frac{2\sin k y}{(-1)^k k\pi}\,\mathrm{e}^{-k^2\pi^2\tau}$$

sau

$$i = Ix + I\sum_{k=1}^{n}\frac{2\sin k\pi x}{(-1)^k k\pi}\,\mathrm{e}^{-k^2\pi^2\tau}, \tag{34}$$

Calculînd densitatea de curent $J = \frac{\partial i}{\partial A}$ în care $\mathrm{d}A = 2\pi(r_i + \delta x)\delta \cdot \mathrm{d}x = 2\pi r\delta \cdot \mathrm{d}x$, se obține din relația (34):

$$y = \frac{I}{2\pi r\delta}\left[1 + \sum_{k=1}^{n}(-1)^k(2\cos k\pi x)\,\mathrm{e}^{-k^2\pi^2\tau}\right].$$

Pentru

$$x = 1;\ r_i + \delta = r_e;\ J = J_e:$$

$$J_e = \frac{I}{2\pi r_e\delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n}\mathrm{e}^{-k^2\pi^2\tau}\right]. \tag{35}$$

Pentru

$$x = 0;\ J = J_i:$$

$$J_i = \frac{I}{2\pi r_i\delta}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{n}(-1)^k\,\mathrm{e}^{-k^2\pi^2\tau}\right]. \tag{36}$$

Înlocuind pe $\tau = \frac{t}{\sigma\mu\delta^2}$ în ecuațiile (35) și (36) se obțin ecuațiile (2) și (3).

ANEXA 2

Deducerea relației (13)

În relația (12) constantele A și B se determină prin punerea condițiilor la graniță pentru cîmpul magnetic:

$$\text{pentru } r = r_i;\quad H_i = 0;\quad \mathfrak{H}_i = 0 \tag{37}$$

$$\text{pentru } r = r_e;\quad H_e = \frac{I}{2\pi r_e};\quad \mathfrak{H}_e = \frac{1}{p}\cdot\frac{I}{2\pi r_e}.$$

Cu condițiile (37), relația (12) devine:

$$0 = \frac{\sigma}{\mathrm{j}\gamma}[A\,J_1(\mathrm{j}\gamma r_i) + BN_1(\mathrm{j}\gamma r_i)] \tag{38}$$

$$\frac{1}{p}\cdot\frac{I}{2\pi r_e} = \frac{\sigma}{\mathrm{j}\gamma}[A\,J_1(\mathrm{j}\gamma r_e) + BN_1(\mathrm{j}\gamma r_e)]. \tag{39}$$

Din (38) și (39) se obțin:

$$A = -\frac{1}{p}\cdot\frac{I}{2\pi r_e}\cdot\frac{\mathrm{j}\gamma}{\sigma}\cdot\frac{N_1(\mathrm{j}\ r_i)}{J_1(\mathrm{j}\gamma r_i)N_1(\mathrm{j}\gamma r_e) - J_1(\mathrm{j}\gamma r_e)N_1(\mathrm{j}\gamma r_i)} \tag{40}$$

* Pînă în acest studiu demonstrația coincide cu cea din articolul Lago-Eatock [3]. Acești autori folosesc în continuare transformata Fourier pentru excitația – rampă și dau numai rezultate finale pentru excitația treaptă. Autorul Schwab [4] nu indică demonstrații, ci rezultate finale.

și

$$B = \frac{1}{p} \cdot \frac{I}{2\pi r_e} \cdot \frac{j\gamma}{\sigma} \cdot \frac{J_1(j\gamma r_i)}{J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r_e) - J_1(j\gamma r_e)\, N_1(j\gamma r_i)}. \tag{41}$$

Înlocuind (40) și (41) în relația (12) se obține imaginea cîmpului magnetic:

$$\mathcal{H} = \frac{I}{2\pi r_e} \cdot \frac{1}{p}\left[\frac{J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r) - N_1(j\gamma r_i)\, J_1(j\gamma r)}{J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r_e) - J_1(j\gamma r_e) N_1(j\gamma r_i)}\right] =$$

$$= \frac{I}{2\pi r_e} F(p) \tag{42}$$

în care

$$F(p) = \frac{P_1(p)}{pP_2(p)} = \frac{1}{p} \cdot \frac{J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r) - N_1(j\gamma r_i)\, J_1(j\gamma r)}{J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r_e) - J_1(j\gamma r_e)\, N_1(j\gamma r_i)}. \tag{43}$$

Aplicînd dezvoltarea Heaviside funcției $F(p)$, se obține funcția original:

$$f(t) = \frac{P_1(0)}{P_2(0)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{P_1(p_k)}{p_k P_2'(p_k)} e^{p_k t}. \tag{44}$$

Ridicarea nedeterminării:

$$\frac{P_1(0)}{P_2(0)} = \frac{J_1(0)\, N_1(0) - N_1(0)\, J_1(0)}{J_1(0)\, N_1(0) - J_1(0)\, N_1(0)}$$

se face utilizînd expresia funcțiilor Bessel pentru argument mic, adică:

$$J_1(x) = \frac{x}{2} \quad \text{și} \quad N_1(x) = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{2}{x} \qquad x \ll 1$$

obținînd

$$\frac{P_1(0)}{P_2(0)} = \frac{(r^2 - r_i^2)\, r_e}{(r_e^2 - r_i^2)\, r}. \tag{45}$$

Anularea numitorului

$$P_2(p) = J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r_e) - J_1'(j\gamma r_e)\, N_1(j\gamma r_i) =$$

$$= J_1(x)\, N_1(mx) - J_1(mx)\, N_1(x) = 0$$

în care $x = j\gamma r_i$ și $m = \frac{r_e}{r_i}$

se face pentru valori x_k tabelate [7].

În consecință din, relația (10) se obține

$$p_k = -\frac{x_k^2}{\sigma\mu r_i^2} \tag{46}$$

cu $$x_k = j\gamma_k r_i$$

Se poate calcula astfel expresia:

$$P_1(p_k) = J_1(x_k)\, N_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k)\, J_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right), \tag{47}$$

în care $$j\gamma_k r = x_k \frac{r}{r_i}$$

și

$$p_k P_2'(p_k) = p_k \lim_{p \to p_k} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}p}\left[J_1(j\gamma r_i)\, N_1(j\gamma r_e) - J_1(j\gamma r_e)\, N_1(j\gamma r_i)\right] =$$

$$= -\frac{1}{2} x_k \left\{\frac{2}{x_k}\left[J_1(x_k)\, N_1(mx_k) - J_1(mx_k)\, N_1(x_k)\right] + \right.$$

$$+ J_1(mx_k) N_0(x_k) - N_1(mx_k) J_0(x_k) +$$

$$\left. + m\left[N_1(x_k) J_0(mx_k) - J_1(x_k) N_0(mx_k)\right]\right\} = \tag{48}$$

$$= -\frac{1}{2} x_k \{J_1(mx_k)\, N_0(x_k) - N_1(mx_k)\, J_0(x_k) +$$

$$+ m\left[N_1(x_k)\, J_0(mx_k) - J_1(x_k)\, N_0(mx_k)\right]\} = -\frac{1}{2} x_k a_k.$$

Din relațiile (44) – (48) se obține:

$$f(t) = \frac{(r^2 - r_i^2)\, r_e}{(r_e^2 - r_i^2)\, r} -$$

$$- 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{J_1(x_k)\, N_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k)\, J_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right)}{x_k a_k} e^{-\frac{t}{T_k}}. \tag{46}$$

Cum $H = \frac{I}{2\pi r_k} f(t)$, cu ajutorul relației (46) se obține relația (13).

Deducerea relației (15) ANEXA 3

Din relațiile (13) și (14) se obține:

$$J = \frac{I}{2\pi r_e r}\left\{\frac{(r^2 - r_i^2)}{(r_e^2 - r_i^2)} \cdot \frac{r_e}{r} - 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{J_1(x_k) N_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k) J_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right)}{x_k a_k} e^{-\frac{t}{T_k}}\right\} +$$

$$+ \frac{I}{2\pi r_e}\left\{\frac{r_e}{r_e^2 - r_i^2} \cdot \frac{r^2 + r_i^2}{r^2} - 2 \sum_{k=1}^{n} \frac{\frac{x_k}{r_i}\left[J_1(x_k) N_1'\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k) J_1'\left(x_k \frac{r}{r_i}\right)\right]}{x_k a_k} e^{-\frac{t}{T_k}}\right\}. \tag{47}$$

Introducînd în relația (47) expresiile:

$$J_1'\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) = -\frac{r_i}{x_k r} J_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) + J_0\left(x_k \frac{r}{r_i}\right)$$

$$N_1'\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) = -\frac{r_i}{x_k r} N_1\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) + N_0\left(x_k \frac{r}{r_i}\right)$$

se obține:

$$J = \frac{I}{2\pi r_e r}\left\{\frac{2 r_e r}{r_e^2 - r_i^2} - 2\sum_{k=i}^{n} \frac{x_k r}{r_i} \frac{\left[J_1(x_k) N_0\left(x_k \frac{r}{r_i}\right) - N_1(x_k) J_0\left(x_k \frac{r}{r_i}\right)\right]}{x_k a_k} e^{-\frac{t}{T_k}}\right\} \quad (48)$$

Din relația (48) se obține relația (15).

Bibliografie

[1] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitația treaptă de curent a conductorului cilindric plin. În: Electrotehnica **18**, nr. 4, 1970, p. 117–121

[2] Recomandation pour la technique des essais à haute tension. În: CEI, Publication, **60**. Gèneve, 1970.

[3] *Lago, B., Eatock, R.* Coaxial Shunt. În: Proc. IEE **114**, 1967 p. 1317–1324.

[4] *Schwab, A.* Hochspannungsmesstechnik. Springer Berlin Heidelberg, New-York 1969.

[5] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ed. Didactică și Pedagogică 1967.

[6] *Avramescu, A.* Constanta de timp a efectului pelicular în conductoare cilindrice și tubulare. În: Comunicările Acad. R.P.R., tom. **VII**, nr. 2, 1957.

[7] *Jahnke–Emde–Lösch.* Tafeln höherer Funktionen. Stuttgart, Teubner 1960.

Intrat în redacție la 25.I.197

Scheme sintetice pentru verificarea capacității de comutație a întreruptoarelor în domeniul curenților intenși

IOAN MARINESCU * — București

CZ 621.316.57.064.3:621.317.382.012.8

Încercările pentru verificarea capacității de comutație a aparatelor de înaltă tensiune, constituie o preocupare care a apărut o dată cu construirea primelor aparate destinate a funcționa în rețelele de înaltă tensiune.

Dezvoltarea vertiginoasă a sistemelor energetice și ca urmare creșterea puterilor de scurtcircuit din rețele precum și regimurile de comutație foarte variate cărora trebuie să le facă față cu succes aparatele moderne, pun probleme cu caracter foarte variat constructorilor. Cum aceste probleme nu pot fi rezolvate decît în foarte mică măsură prin calcul, auxiliarul cel mai prețios pentru constructor în elaborarea unor aparate cu performanțe ridicate este stația de încercări. Astfel se justifică investițiile uriașe pentru construirea laboratoarelor de mare putere și faptul că metodele de încercare au devenit un sector special inseparabil al tehnicii construirii și verificării aparatelor de înaltă tensiune, influențînd considerabil nivelul acestor produse.

Problemele principale care se pun în tehnica comutării curenților intenși și care sînt: deconectarea scurtcircuitelor care apar la bornele întreruptorului, deconectarea scurtcircuitelor care apar ca urmare a unui defect în linie (defect kilometric), deconectarea defectului evolutiv și închiderea pe scurtcircuit trebuie privite prin prisma reacției reciproce aparat-rețea [1].

Ing. *I. Marinescu* este șeful laboratorului Aparate de comutație de medie tensiune de la I.C.P.E.

1. Clasificarea încercărilor pentru verificarea capacității de comparație la curenți intenși

Din punct de vedere al surselor și metodelor folosite, aceste încercări pot fi clasificate în: încercări directe, încercări indirecte și încercări sintetice.

Încercările directe sînt acele încercări la care se presupune că există o singură sursă care asigură atît curentul cît și tensiunea de restabilire în succesiune normală (fără pauze). Aceste încercări pot fi făcute în laboratoare avînd ca sursă alternatorul de șoc [2], [3], sau rețeaua de înaltă tensiune [4]. Disputa alternator-rețea a fost soluționată din punct de vedere tehnic prin recunoașterea echivalenței încercărilor lucru ce a fost demonstrat practic prin comportarea identică a întreruptoarelor în ambele circuite, în condițiile identității severității circuitelor. În ceea ce privește gama încercărilor posibile, competiția alternator-rețea a dus la o echivalență și în acest domeniu prin adoptarea unor soluții moderne [3], [5], [6]. Încercările în rețea beneficiază de o investiție inițială mai redusă dar și frecvența încercărilor la o capacitate maximă este mai redusă din cauza perturbațiilor posibile. Astfel, apare evident că pentru numeroasele încercări necesare elaborării unui întreruptor este de adoptat soluția cu alternator de șoc.

Încercările indirecte pot fi definite sub forma cea mai generală ca fiind încercările în cadrul cărora pentru verificarea capacității de comutație nominală se utilizează surse unice (ca și

anterior) cu puterea de scurtcircuit o fracțiune din puterea de rupere a întreruptorului încercat. Din această categorie fac parte încercarea monofazată și încercarea pe elemente separate.

Încercările sintetice sînt caracterizate prin faptul că sînt utilizate două surse și anume o sursă de curent intens și o sursă de tensiune de restabilire care uneori poate să derive într-un mod oarecare din sursa de curent. Baza fenomenologică a încercărilor sintetice o constituie însuși procesul de deconectare care poate fi separat în două perioade: perioada curentului intens cînd tensiunea la borne este redusă și egală cu căderea de tensiune în arcul electric și perioada tensiunii de restabilire cînd curentul este foarte mic (curentul post arc) iar tensiunea la borne egală cu tensiunea de restabilire.

Primele propuneri de scheme sintetice datînd din 1936 [7] nu puteau demonstra echivalența cu încercările directe astfel că, în perioada 1945—1960, s-au construit marile laboratoare de încercare directă. În aceeași perioadă s-a pus problema că aceste laboratoare nu pot ține pasul cu ritmul de dezvoltare al întreruptoarelor impus de sistemele energetice, astfel că a fost relansată de pe poziții tehnice avansate problema încercărilor sintetice care, cu investiții relativ reduse, pot duce la o creștere substanțială a posibilităților de încercare ale schemelor de bază construite. Rezultatele obținute în ultima vreme la încercările sintetice se concretizează în prezent prin încercarea de a se stabili condițiile de echivalență cu încercările directe și eventual să se stabilească circuitele și metodele de încercare.

2. Arcul electric în întreruptor și interacțiunea arc-rețea

Pentru a putea fi luate în considerație încercările în scheme sintetice trebuie ca acestea să reproducă integral fenomenele reale astfel ca să fie asigurată echivalența încercărilor sintetice cu cele directe. Analiza echivalenței se poate face numai pe baza studiului arcului electric în interacțiunea cu rețeaua de alimentare [8]. O expunere detaliată a teoriilor asupra arcului electric nu este posibilă în cadrul articolului de față de aceea se vor expune sumar principalele rezultate care trebuie luate în considerație la elaborarea unei scheme sintetice.

Perioada dielectrică. S-a considerat mult timp că deconectarea unui arc electric constă în esență într-o întrecere între tensiunea de restabilire și rigiditatea dielectrică a spațiului dintre contacte. Pe această teorie s-a bazat ideea că pentru a încerca întreruptorul în schemă sintetică este suficient ca circuitul de tensiune să dea o tensiune de restabilire a cărei valoare instantanee să fie în orice moment mai mare decît tensiunea de restabilire la care este supus întreruptorul la încercarea directă însă fără a se ocupa de mărimea și natura impedanței sursei de tensiune ceea ce falsifică rezultatele încercării deoarece nu era reprodusă corect interacțiunea arc-rețea.

Constanta de timp a arcului electric. Mărimile fizice care caracterizează arcul electric: presiunea, temperatura ionică și electronică, viteza de scurgere a gazelor, bilanțul energetic etc., urmăresc cu o întîrziere (constanta de timp) valoarea instantanee a curentului. Studiile consacrate fenomenelor care au loc în vecinătatea trecerii prin zero a curentului de scurtcircuit [9], [10], au scos în evidență dependența constantei de timp de intensitatea suflajului, de natura mediului de stingere etc. Un arc în aer liber are o constantă de timp de ordinul milisecundelor; cu un suflaj axial scade la 10—100 μs. În cazul suflajului turbionar (răcire volumică) constanta de timp scade la 1 μs. În legătură cu mărimea constantei de timp se poate spune că întreruptoarele cu aer comprimat cu suflaj turbionar au o „memorie scurtă" pe cînd întreruptoarele la care suflajul este datorat însăși energiei degajate în arc (de exemplu întreruptoarele care folosesc uleiul ca mediu de stingere) au o „memorie bună".

Perioada termică (post-arc). Această perioadă este caracterizată prin eforturile depuse de suflaj de a evacua energia degajată de rețea în arc. Întreruptorul deconectează dacă bilanțul energetic este favorabil energiei evacuate. Dacă bilanțul este aproape zero, sub influența tensiunii apare curentul post-arc care are ca efect amortizarea regimului tranzitoriu oscilant și reîncălzirea mediului dintre contacte. Bilanțul energetic favorabil energiei degajate în arc duce la reaprinderea arcului în întreruptor. De aici rezultă că mărimea curentului post-arc influențează puternic procesul de deconectare și prin urmare impedanța sursei de tensiune din schema sintetică, care este capabilă să limiteze curentul post-arc, are o influență hotărîtoare în reproducerea fenomenelor reale (încercarea directă).

Pentru reglajul frecvenței proprii și a factorului de supraoscilație în schemele sintetice ca de altfel și în schemele directe se utilizează un circuit RC. Capacitatea se încarcă în timpul creșterii valorii instantanee a tensiunii în arc către valoarea vîrfului de stingere și se descarcă în timpul descreșterii tensiunii în arc către zero, contribuind la creșterea curentului în arc și deci la mărirea solicitărilor termice în vecinătatea trecerii curentului prin zero. Acest punct de vedere este interesant deoarece conține în germene teoria asupra curenților deformanți și subliniază ideea că impendanțele circuitului au o influență importantă asupra comportării întreruptorului.

Întreruptorul nu este un aparat integral reproductibil chiar în cazul respectării rigu-

roase a construcției și tehnologiei (ceea ce este relativ greu de presupus). Nereproductibilitatea funcțională a unui întreruptor în zona puterii de rupere limită, are drept cauze, care fac ca deconectarea să fie un fenomen aleatoriu, următoarele: turbulența mediului de stingere, deplasarea rapidă a coloanei arcului, degradarea contactelor, valoarea mică a energiilor puse în joc în perioada termică și influența determinantă a acestora. Aceasta este cauza că în ultima vreme literatura de specialitate tratează fenomenul deconectării în zona puterii de rupere limită cu ajutorul statisticii [11], [12]. La baza analizei statistice stă faptul că fiecărei solicitări a întreruptorului i se poate atașa o probabilitate de deconectare.

3. Metode de încercare sintetică

Metodele de încercare sintetică au la bază fenomenele care se produc la deconectarea unui scurtcircuit de către un întreruptor și anume că tensiunea de restabilire și curentul de scurtcircuit nu există simultan. Puterea de rupere a unui întreruptor exprimată obișnuit în MVA ca rezultat al înmulțirii celor două mărimi, reprezintă deci o putere fictivă. Această putere este în mod real debitată de sursă ca putere reactivă atît timp cît curentul de scurtcircuit există. Ideea de bază a metodelor sintetice constă în utilizarea a două surse: una de curent și una de tensiune conectate succesiv pe întreruptorul supus încercării. Prin urmare în loc de a avea nevoie de o sursă de putere foarte mare, pot fi utilizate două surse a căror putere însumată este mult mai mică decît a sursei de putere foarte mare ceea ce face ca metodele sintetice să beneficieze de avantaje economice substanțiale.

Sursa de curent S_1 care are o tensiune relativ redusă asigură cea mai mare parte a curentului de scurtcircuit și efectele acesteia (încălzirea, arderea contactelor, emisia de particule etc.). Sursa de tensiune S_2 trebuie să asigure tensiunea de restabilire și să aibă o putere suficientă pentru a alimenta un eventual curent post-arc. Aplicarea sursei de tensiune la bornele întreruptorului încercat se poate face puțin înainte de trecerea prin zero a curentului de scurtcircuit (injecția de curent) sau după acest moment (injecția de tensiune).

Metodele sintetice permit obținerea unei puteri $P = UI$ necesară încercării de la cele două surse S_1 și S_2 după schema:

$$\begin{matrix} S_1 \to P_1 = U_1 I \searrow \\ S_2 \to P_2 = U I_2 \nearrow \end{matrix} S \to P = U I,$$

unde:

U este tensiunea la încercarea monofazată (tensiunea sursei de tensiune);
I — capacitatea de rupere (curentul de scurtcircuit al sursei de curent);
U_1 — tensiunea sursei de curent;
I_2 — curentul sursei de tensiune.

Mărirea puterii unei stații de încercări prin metode sintetice este deci egală cu:

$$K = \frac{P}{P_1} = \frac{UI}{U_1 I} = \frac{U}{U_1}.$$

Cum se va vedea în continuare, tensiunea sursei de curent trebuie să fie cel puțin de patru ori mai mare decît tensiunea în arcul electric din întreruptor (U_a): $U_1 \geqslant 4\,U_a$.

Întrucît în general în funcție de tipul întreruptorului $0{,}02 \leqslant \frac{U_a}{U} \leqslant 0{,}08$, rezultă că puterea stației poate fi mărită prin metode sintetice de 3—12 ori.

4. Cerințe pentru încercările sintetice

Pentru a stabili valabilitatea încercărilor sintetice sînt necesare criterii de comparație pentru analizarea diferitelor scheme sintetice și eficacitatea lor tehnică față de încercările directe [13]. Criteriile de comparație sînt bazate pe fenomenele fizice descrise succint anterior și pe experiența cîștigată în decursul anilor prin încercări comparative pe același aparat în circuite sintetice și în circuite directe. În cele ce urmează sînt expuse cerințele necesare a fi îndeplinite de către schemele sintetice pentru ca încercările în aceste scheme să fie concludente în aceeași măsură ca și încercările directe.

4.1. *Energia în arc.* Energia degajată în arcul electric care apare în întreruptor la deconectare trebuie să fie pe toată durata arcului aceeași (cu o toleranță de $\pm$ 10 %) cu cea disipată la încercarea directă corespunzătoare. Această identitate a disipației de energie în arc poate implica estimarea disipației de energie în arc la încercarea directă prin calculul sau prin extrapolarea rezultatelor încercării. La nivelul cunoștințelor actuale nu este necesar a se efectua calcule sau extrapolări dacă valoarea eficace a tensiunii circuitului de curent la încercarea sintetică este mai mare decît de patru ori valoarea medie a tensiunii arcului electric pe toată durata acestuia (evident trebuie ținut seamă de tensiunea în arc a întreruptorului auxiliar). Pentru întreruptoarele la care energia arcului este evacuată în exterior nu este necesar ca aceasta să fie identică cu cea de la încercarea directă decît în timpul ultimei semiperioade a curentului. Poate fi suficient ca încercarea să se facă numai cu o semiperioadă de curent. Aceste simplificări sînt acceptabile dacă se poate demonstra că ele au un efect neglijabil asupra severității încercării.

4.2. Curentul deconectat. În vecinătatea trecerii prin zero a curentului de scurtcircuit, perioadă caracterizată printr-o variație puternică a tensiunii în arc și care pentru majori-

tatea întreruptoarelor este mai mică de 100 μs, este necesar ca panta curentului în schema sintetică să fie egală cu cea de la încercarea directă corespunzătoare. O altă condiție ca fenomenele fizice din întreruptor (încălzirea contactelor, scurgerea gazelor etc.) să fie reproduse corect în perioada menționată este ca integrala în timp a curentului în ultima semiperioadă să fie aceeași ca la încercarea directă iar forma curentului să fie practic sinusoidală.

Pentru a obține aceeași pantă a curentului în vecinătatea trecerii prin zero este necesar și suficient ca circuitul de încercare sintetică văzut de la bornele întreruptorului să dea același răspuns la aplicarea unei tensiuni de încercare (de exemplu la injecția curentului) ca și circuitul real văzut de la bornele întreruptorului. Această identitate a răspunsurilor nu este necesară decît în perioada critică din vecinătatea trecerii prin zero a curentului (aproximativ 100 μs). O posibilitate de a satisface cerințele privitoare la variația corectă a curentului pe toată perioada critică constă în alegerea unei tensiuni identice pentru circuitele de încercare directă și sintetică în această perioadă. Prin îndeplinirea condițiilor menționate se asigură solicitarea termică și dielectrică corectă a întreruptorului încercat în schema sintetică. Circuitele în care nu se simulează convenabil decît solicitările dielectrice sînt în studiu.

4.3. Tensiunea tranzitorie de restabilire. La încercarea sintetică forma și mărimea tensiunii tranzitorii de restabilire proprii circuitului trebuie să fie aceleași ca și pentru încercările directe.

4.4. Continuitatea. Comutarea circuitelor de curent și tensiune trebuie astfel făcută încît să nu existe pauză între solicitări. Această cerință are ca scop să se asigure ca în perioada critică care începe cu aproximativ 100 μs înainte de trecerea prin zero a curentului, solicitările datorate curentului și tensiunii să fie aceleași funcții de timp ca la încercarea directă. Momentul conectării sursei de tensiune care constituie principala problemă a metodelor sintetice, este strîns legat de durata perioadei termice a întreruptorului încercat (perioada critică). În principiu comutarea surselor este de dorit să se facă în afara perioadei termice astfel încît comportarea întreruptorului să nu fie afectată de diferitele perturbații proprii comutării dintre care preponderentă este modificarea impedanței sursei.

4.5. Puterea circuitului de înaltă tensiune. Circuitul de înaltă tensiune trebuie să dispună de o putere suficientă pentru ca tensiunea tranzitorie de restabilire la încercarea sintetică să reproducă pe cea reală de la încercarea directă. Această cerință este justificată de necesitatea ca sursa de tensiune să acopere influența curentului rezidual care circulă prin rezistențele sau condensatoarele montate în paralel pe camera de stingere și eventual curent post-arc, fără a deforma esențial tensiunea tranzitorie de restabilire. Se consideră că dacă circuitul de tensiune are o inductanță egală cu inductanța corespunzătoare încercării directe circuitul de tensiune va reproduce fără o distorsionare supărătoare tensiunea tranzitorie de restabilire.

4.6. Indicarea nefuncționării. Trebuie ca în schemele sintetice să fie posibil a se constata fără îndoială dacă întreruptorul a deconectat sau nu. În aceste scheme indicarea deconectării sau nedeconectării este dată de forma tensiunii de restabilire. Deconectarea a fost cu siguranță realizată dacă tensiunea de restabilire rămâne în limitele stabilite anterior. Nedeconectarea este sigură atunci cînd tensiunea de restabilire scade pînă la mărimea tensiunii de arc și rămâne apropiată de această valoare.

4.7. Încercarea nedistructivă. Este de dorit, dar nu este esențial, ca în caz de nedeconectare întreruptorul să nu fie distrus. În acest caz este posibilă atît efectuarea unor încercări în jurul solicitării limită stabilită inițial și astfel să se definească mai bine posibilitățile întreruptorului cît și deducerea cauzelor nedeconectării întrucît întreruptorul nu se distruge.

5. Principalele scheme sintetice

Expunerea tuturor schemelor sintetice de la apariție și pînă în prezent ar ocupa un spațiu prea vast de aceea au fost selecționate numai acelea care sînt utilizate în prezent în marile laboratoare de încercare la putere de rupere.

5.1. Schema Cassie. Schema de principiu a circuitului propus de Cassie este dată în figura 1.

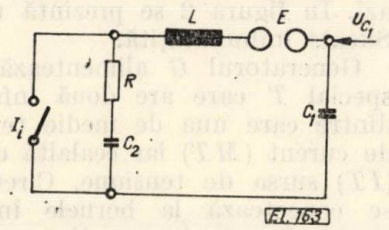


Fig. 1. Schema Cassie.

Condensatorul C_1 încărcat în prealabil de la o sursă la tensiunea U_{C_1} determinată de tensiunea nominală a întreruptorului încercat se descarcă în momentul amorsării eclatorului E pe întreruptorul încercat. Curentul care apare în circuitul C_1LI_i topește firul fuzibil întins între contactele întreruptorului și apare un arc electric. La trecerea curentului prin zero, întreruptorul deconectează și la bornele lui apare tensiunea de restabilire dată de circuitul oscilant amortizat C_1LRC_2.

Severitatea încercării este controlabilă prin următorii parametri: frecvența și factorul de amortizare al tensiunii de restabilire, tensiunea U_{C_1}, distanța dintre contactele întreruptorului,

amplitudinea și frecvența curentului prin întreruptor, energia degajată în arc. Avantajul schemei Cassie constă în simplitatea rezultată din utilizarea unei singure surse (sursa de curent intens lipsește) și din lipsa complicatelor probleme pe care le pune comutarea circuitelor.

Această schemă poate da unele indicații privind funcționarea întreruptoarelor cu „memorie scurtă" la care solicitarea este legată numai de panta curentului în vecinătatea trecerii prin zero și nu depinde de valoarea lui, dar nu poate fi folosită la verificarea întreruptorului deoarece nu răspunde la cerințele încercărilor sintetice. Panta curentului de scurtcircuit la trecerea prin zero poate fi ușor reprodusă în circuitul C_1 LI cu condiția ca amplitudinea curentului în schema Cassie să fie de atîtea ori mai mică de cîte ori este mai mare frecvența față de 50 Hz.

5.2. Schema Skeats [*14*], [*15*]. Schema Skeats a căpătat diverse forme în decursul timpului scurs de la apariție (1936 — sub formă

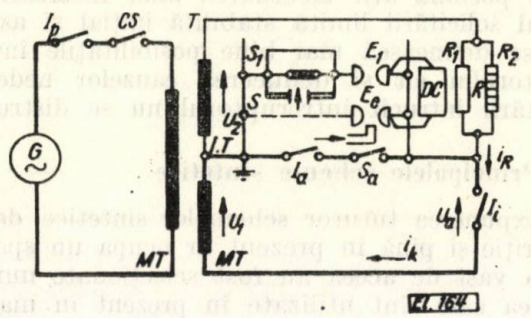


Fig. 2. Schema Skeats.

de îmbunătățire a schemei Biermans) și pînă azi. În figura 2 se prezintă una din schemele Skeats îmbunătățită.

Generatorul G alimentează transformatorul special T care are două înfășurări secundare dintre care una de medie tensiune este sursa de curent (MT) iar cealaltă de înaltă tensiune (IT) sursa de tensiune. Circuitul de tensiune se conectează la bornele întreruptorului încercat I_i prin intermediul unui grup de două rezistențe dintre care una este neliniară (R_2). Generatorul G pornit și excitat este conectat prin contactorul sincron CS la un moment determinat de forma curentului de scurtcircuit impusă pentru probă, întreruptorul de protecție I_p, întreruptorul auxiliar I_a, separatorul S_a și întreruptorul încercat I_i fiind închise. Imediat după închiderea lui CS, I_i și I_a se deschid și apare arcul electric. Cît timp în înfășurarea de curent a transformatorului este practic scurtcircuitată tensiunea indusă în înfășurarea IT este redusă. După deconectarea curentului de scurtcircuit tensiunea de restabilire de frecvență industrială la bornele lui I_i este $U_2 + U_1$.

În schema din figura 2 este posibilă încercarea în ciclul închis-deschis. La închidere, imediat după momentul amorsării arcului în I_i releul ultrarapid E_e este amorsat (temporizarea de 100 μs) închizînd circuitul de curent pînă în momentul cînd se închide I_a și suprimă arcul electric apărut între sferele E_e. La deschidere, dacă întreruptorul I_i reamorsează sub influența tensiunii $U_1 + U_2$, aparatajul auxiliar de tipul E_1 în paralel cu I_a închide circuitul de curent prelungind durata arcului electric în I_i cu una sau mai multe semiperioade pînă la deconectarea curentului de scurtcircuit.

Construcția și funcționarea aparatajului auxiliar este descrisă amănunțit în[15]. Rezistențele R_1 și R_2 trebuie să fie astfel dimensionate încît să satisfacă cerințe contradictorii. Pentru a reproduce fidel amplitudinea și panta tensiunii tranzitorii de restabilire în condițiile existenței unei capacități la bornele lui I_i de aproximativ 500 pF este necesar ca ansamblul celor două rezistențe să aibă valoarea de ordinul 20—250 kΩ. Pentru a reduce la minimum posibil defazajul dintre curenții care circulă prin I_i și I_a este necesar ca ansamblul de rezistențe să aibă valoarea 4—53 k Ω. Pentru a respecta ultima condiție și a avea totuși disponibilă o putere suficient de mare în cazul reamorsării întreruptorului I_i (un curent de aproximativ 500 A după 100 μs este necesar) este necesară utilizarea rezistenței neliniare în paralel cu rezistența constantă.

Dezavantajele schemei Skeats sînt:

— pauza chiar și foarte scurtă între solicitarea de curent și cea de tensiune face ca fenomenul fizic real să nu fie riguros respectat și anume fenomenele de natură termică nu sînt corect reproduse în timp ce fenomenele dielectrice sînt corect reproduse.

— după deconectarea curentului de scurtcircuit întreruptorul I_i nu se află într-un circuit a cărui impedanță să fie egală cu aceea a circuitului de încercare directă;

— este posibil ca în numeroase cazuri întreruptorul auxiliar să ajute întreruptorul încercat la deconectarea curenților de scurtcircuit.

Schema Skeats poate conveni pentru încercarea întreruptoarelor care au ca mediu de stingere uleiul, întreruptoare care au o „memorie bună" și care deci sînt mai puțin sensibile la pauza dintre solicitări.

5. 3. Schema Siemens (*injecție de tensiune*) [*16*], [*17*]. Schema Siemens (fig. 3) se bazează pe observația că la încercările întreruptoarelor de mare putere cu tensiuni relativ reduse și cu curenți de scurtcircuit de mărimea capacității limită de rupere, în circuitul de curent intens apar frecvențe proprii foarte înalte și prin urmare panta tensiunii de restabilire este comparabilă cu panta tensiunii de restabilire la încercarea directă cu toate că tensiunea este

redusă. Totuși tensiunea circuitului de curent nu poate fi oricît de mică, limita inferioară fiind stabilită de cerințele încercărilor sintetice studiate anterior. În principiu schema este

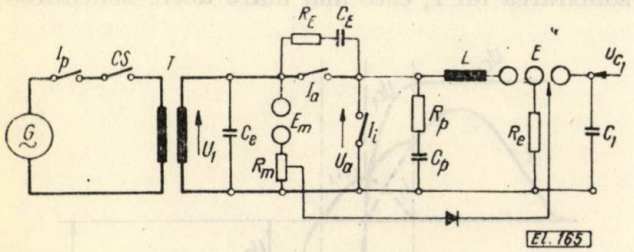


Fig. 3. Schema Siemens.

alcătuită dintr-o sursă de curent intens a cărei tensiune de restabilire îndeplinește condițiile menționate anterior și o sursă de tensiune care se conectează la bornele întreruptorului încercat în zona primului maxim al tensiunii de restabilire dată de sursa de curent, apreciindu-se astfel de către autor că nu există pauze între solicitările de curent și de tensiune (fig. 4).

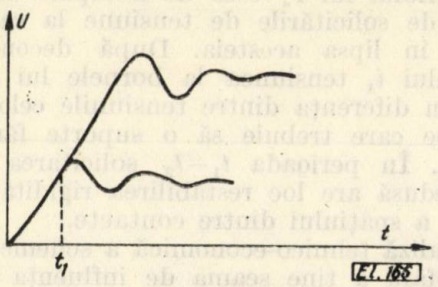


Fig. 4. Variația tensiunii de restabilire în schema Siemens: U_{R_1} – tensiunea de restabilire datorită sursei de curent. U_{R_2} – tensiunea de restabilire totală la bornele întreruptorului încercat; t_1 – momentul conectării sursei de tensiune.

Generatorul G fiind pornit și excitat, I_p închis, CS se închide și în secundarul transformatorului T apare curentul de scurtcircuit. Întreruptoarele I_a și I_i primesc simultan comanda de deschidere care se produce în zona valorii maxime a tensiunii sursei de curent. În paralel cu cele două întreruptoare se află cîte o capacitate înseriată cu o rezistență care împreună divid tensiunea de restabilire a sursei de curent putînd totodată să cedeze energie în cazul apariției unui curent post-arc. Elementele divizoarelor pot fi alese astfel ca la bornele întreruptorului încercat să apară cea mai mare parte a tensiunii tranzitorii de restabilire. Conectarea circuitului de tensiune care are ca sursă condensatorul C_1 se face prin intermediul eclatorului E comandat de eclatorul de măsură și comandă E_m în momentul apariției maximului tensiunii oscilante de restabilire date de circuitul de curent practic fără întîrzieri. Realizarea sistemului de comandă utilizat în schema Siemens este descris detaliat [16] indicîndu-se curbele funcționale ale celor două eclatoare precum și timpii proprii ai acestui sistem (maxim 2 μs).

Schema Siemens diferă de schema Skeats numai prin modul cum este realizată sursa de tensiune și deci prezintă în principiu aceleași inconveniente deoarece sursa de tensiune este conectată la bornele întreruptorului încercat după deconectarea curentului de scurtcircuit. Curentul deconectat și tensiunea de restabilire în faza inițială sînt date de aceeași sursă dar impedanța acestui circuit este mult diferită de aceea a circuitului de încercare directă în afara unor cazuri particulare. De asemenea pare destul de greu de a evita o deformare a tensiunii în momentul comutării. Schema Siemens are același domeniu de utilizare ca și schema Skeats dar ridică probleme la realizarea sistemului de măsură-comandă-sincronizare cu dispersie de ordinul a 2 μs.

5.4. Scheme sintetice cu injecție de curent (cu dublă frecvență). Aceste scheme satisfac integral cerințele schemelor sintetice pentru reproducerea fenomenului real. În aceste scheme curentul de scurtcircuit deconectat de întreruptor este suma a doi curenți unul generat de sursa de curent la frecvența de 50 Hz și altul generat de sursa de tensiune la o frecvență superioară (300—500 Hz) suprapus peste primul curent puțin timp înainte de a se produce deconectarea. Din această categorie fac parte două scheme de bază Weil-Dobke și Kaplan-Naşatîr restul schemelor ca de exemplu Zajic, mixtă, Heroin etc., reprezentînd variante cu unele îmbunătățiri tehnico-economice.

Schema de principiu utilizată în metoda injecției de curent este dată în figura 5. Circuitul de încercare se compune din două părți: un circuit de curent (linia groasă) în care sînt conectate în serie cu generatorul două întreruptoare (auxiliar și de încercat) și un circuit de tensiune (linia subțire) în paralel cu întreruptorul în-

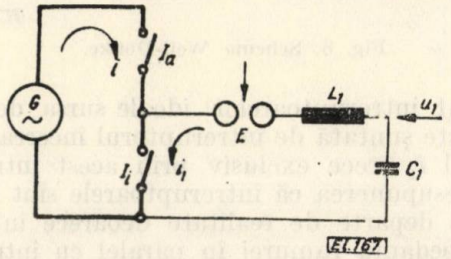


Fig. 5. Schema de principiu pentru metoda injecției de curent (dublă frecvență).

cercat. În cele ce urmează pentru simplificare se presupune că ambele întreruptoare sînt ideale adică întreruptoare a căror impedanță este nulă înaintea trecerii curentului prin zero (se neglijează tensiunea în arc) și infinită din momentul deconectării (se neglijează curentul post-arc). În acest caz generatorul G debitează curentul i; în realitate este nevoie de o anumită t.e.m. la bornele generatorului care să asigure

nedistorsionarea curentului provocată de căderea de tensiune în arcul electric al celor două întreruptoare. Circuitul de tensiune simplificat se compune din bateria de condensatoare C_1 încărcată la o tensiune corespunzătoare tensiunii de restabilire, inductanța L_1 și eclatorul E. Cele două scheme de bază diferă în principiu prin polaritatea tensiunii de încărcare a condensatorului C_1 și prin modul de conectare al circuitului de tensiune la bornele întreruptorului.

Problemele esențiale pe care le pun schemele cu injecție de curent sînt: comutarea (problemă cu aspect tehnic de importanță fundamentală pentru procesul deconectării) și obținerea tensiunii de restabilire (problemă cu aspect mai mult economic deoarece influențează calculul bateriei de condensatoare care este partea cea mai costisitoare a circuitului). De menționat că în aceste scheme tensiunea de restabilire este o tensiune continuă ceea ce face ca solicitarea să fie mai dură decît la încercările directe.

5.4.1. Schema Weil-Dobke [*16*], [*18*]. Schema Weil-Dobke este prezentată în figura 6.

În momentul t_0 (fig. 7) eclatorul E este comandat și conectează sursa de tensiune la bornele întreruptorului încercat prin intermediul inductanței L_1. Descărcarea bateriei de condensatoare C_1 (încărcate în prealabil la U_1) se produce sub forma unui curent i_1 cu pulsația $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ de aceeași polaritate cu curentul de scurtcircuit i. Curentul deconectat de întreruptorul încercat este suma celor doi curenți.

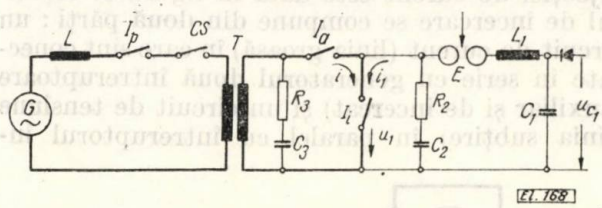


Fig. 6. Schema Weil-Dobke.

În cazul întreruptoarelor ideale sursa de tensiune este șuntată de întreruptorul încercat deci curentul i_1 trece exclusiv prin acest întreruptor. Presupunerea că întreruptoarele sînt ideale nu este departe de realitate deoarece în orice caz impedanța ramurei în paralel cu întreruptorul încercat este mai mare. Prin urmare prin întreruptorul auxiliar trece numai curentul i. Dacă momentul de injecție t_0 este astfel ales încît prima semiperioadă a curentului i_1 trece prin zero (t_2) mai tîrziu decît curentul i, curentul prin I_a se anulează înaintea curentului prin I_t. În momentul (t_1) anulării curentului prin I_a, la bornele acestuia apare tensiunea sursei de curent relativ redusă față de tensiunea lui nominală și curentul este deconectat ușor. După acest moment curentul i_1 trece numai prin I_t și este deconectat de acesta la prima trecere prin zero (dacă întreruptorul funcționează corect). La bornele întreruptorului încercat apare tensiunea de restabilire dată de circuitul de tensiune care însă și-a schimbat polaritatea iar solicitarea lui I_t este mai mare decît solicitarea

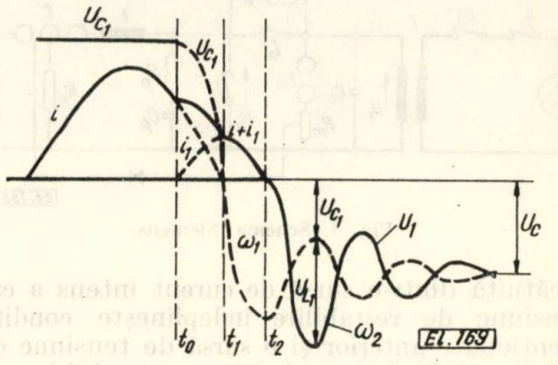


Fig. 7. Variația curentului și a tensiunii în schema Weil-Dobke.

lui I_a. Rolul lui I_a este de a separa sursa de curent de solicitările de tensiune la care ar fi supusă în lipsa acesteia. După deconectarea curentului i_1 tensiunea la bornele lui I_a este egală cu diferența dintre tensiunile celor două surse pe care trebuie să o suporte fără reamorsări. În perioada t_1—t_2 solicitarea lui I_a fiind redusă are loc restabilirea rigidității dielectrice a spațiului dintre contacte.

O analiză tehnico-economică a schemei Weil-Dobke fără a ține seama de influența căderii de tensiune în arc scoate în evidență faptul că creșterea posibilităților de încercare în schema sintetică față de schema directă este funcție de raportul frecvențelor celor două circuite la pătrat fiind cu atît mai mare cu cît frecvența curentului injectat este mai mare. Există totuși o limită impusă, dictată de cerințele încercării 5.4. și 5.2. care face ca frecvențe mai mari de 500 Hz să fie prohibitive. Elementele circuitului de tensiune L_1 și C_1 trebuie astfel alese încît, pentru o tensiune de încărcare a condensatorului C_1 care să asigure tensiunea de restabilire impusă de norme, panta curentului injectat în momentul t_2 să fie identică cu panta curentului de scurtcircuit în momentul t_1 ($\omega I = \omega_1 I_1$). Elementele L_2 și C_2 sînt folosite pentru reglajul frecvenței și amplitudinii tensiunii de restabilire. Capacitatea C_2 se încarcă inițial de la C_1 și începe un proces oscilant de schimb de energie între cele două condensatoare cu pulsația $\omega_2 = 1/\sqrt{L_1 (C_1 + C_2)}$. La sfîrșitul regimului tranzitoriu tensiunea pe cele două condensatoare se egalizează (U_c) și trebuie să fie egală cu amplitudinea tensiunii de restabilire de frecvență industrială. Scăderea de tensiune de la U_{C_1} la U_c este datorată pierderilor de energie în circuit (rezistențe și arc electric). Apare evident că C_1 este încărcat

inițial la o tensiune superioară valorii maxime a tensiunii de restabilire.

5.4.2. Schema Kaplan-Naşatîr [19], [20]. Procedeul Kaplan-Naşatîr original foloseşte în locul generatorului G (fig. 8) o baterie de

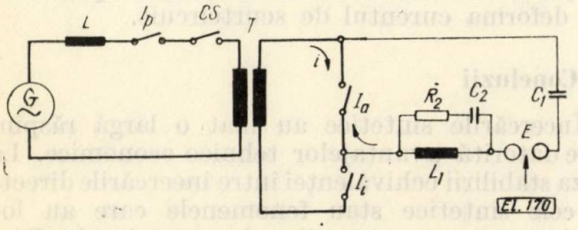


Fig. 8. Schema Kaplan—Naşatîr.

condensatoare care împreună cu inductanța L stabilește în primarul transformatorului T un curent de 50 Hz. Fenomenele în principiu se desfăşoară ca la schema Weil-Dobke. Diferența constă în faptul că prin I_i circulă numai curentul de scurtcircuit i în timp ce în I_a curentul i_1 circulă în sens invers devansînd trecerea prin zero a curentului de scurtcircuit obținîndu-se aceleaşi efecte ca la schema Weil-Dobke. Tensiunea de restabilire la bornele întreruptorului încercat este suma tensiunilor sursei de curent şi de tensiune. Schema prezintă dificultăți la măsurarea mărimilor care caracterizează încercarea.

5.4.3. Schema mixtă [21]. Schema mixtă din figura 9 fără a aduce o contribuție substanțială în modificarea elementelor principale ale circuitului de tensiune permite totuşi printr-un mai judicios aranjament să se obțină o reglare în limite largi a pantei tensiunii tranzitorii de restabilire şi a factorului de amplitudine inde-

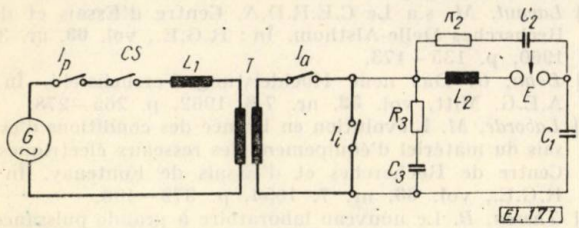


Fig. 9. Schema mixtă.

pendent unul de altul. În afara acestui avantaj tehnic schema mixtă măreşte posibilitățile de încercare ale schemei sintetice (ca şi schema Zajic) datorită faptului că C_2 este încărcat simultan cu C_1.

6. Scheme sintetice pentru defect kilometric

Schemele analizate anterior oferă posibilitatea verificării întreruptorului la defect kilometric.

Din mulțimea schemelor propuse s-a ales schema din figura 10. Alte posibilități sînt: de a conecta linia de defect în serie cu întreruptorul încercat ceea ce duce fie la o diminuare a posibilităților de încercare ale stației fie la complicații în realizarea schemei şi de a conecta linia de defect în circuitul R_2C_2 ceea ce duce însă la dificultăți de reglaj şi la faptul că linia de defect nu este parcursă nici un moment de curentul care circulă prin întreruptor. Toate modalitățile de conectare în circuit a liniei de defect sînt în măsură egal aplicabile la toate schemele sintetice.

Propuneri interesante [22] au fost făcute pentru reducerea numărului elementelor LC care simulează linia de defect obținîndu-se în final că pentru linii mai lungi de 2 km numărul optim este 3.

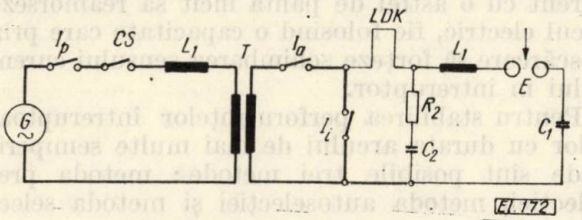


Fig. 10. Schema Weil-Dobke pentru încercarea la defect kilometric.

7. Scheme sintetice utilizînd pentru tensiunea de restabilire o sursă de înaltă tensiune şi frecvență industrială

Sursa de înaltă tensiune şi frecvență industrială este absolut necesară pentru unele încercări ca de exemplu: verificarea capacității de închidere, verificarea puterii de rupere în ciclul *RAR*, verificarea puterii de rupere a întreruptoarelor echipate cu rezistență în paralel cu camera de stingere, verificarea puterii de rupere în regim asimetric. Sursa de înaltă tensiune poate fi aplicată la bornele bateriei de condensatoare sau la bornele întreruptorului. Varianta cea mai practică aplicată schemei Weil-Dobke este prezentată în figura 11. Cele două surse de frecvență 50 Hz care debitează pe întreruptorul I_i trebuie să fie în sincronism de aceea apare ca posibilă şi simplă o schemă combinată Skeats-Weil-Dobke.

După deconectarea întreruptorului auxiliar I_a, condițiile din vecinătatea trecerii prin zero a

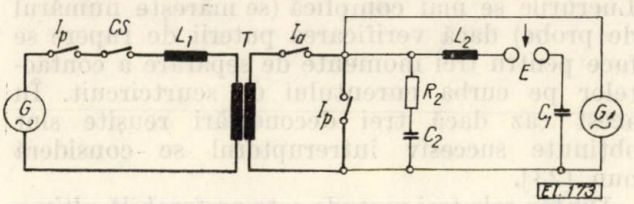


Fig. 11. Schema Weil-Dobke cu tensiune de restabilire de frecvență industrială.

curentului injectat sînt determinate atît de circuitul de injecție cît şi de sursa de înaltă tensiune de 50 Hz. Tensiunea de restabilire este

determinată de ambele circuite de tensiune și pentru a nu obține efecte secundare nedorite trebuie ca valorile instantanee ale celor două tensiuni să fie egale în momentul anulării curentului injectat. Erorile de sincronizare a celor două circuite de tensiune sînt minime dacă eclatorul E este comandat de curentul de scurtcircuit.

8. Metode de încercare a întreruptoarelor cu durata arcului mai mare de o semiperioadă

Prelungirea duratei arcului electric este posibilă fie folosind un circuit (de exemplu R_3C_3 în fig. 6) care să facă posibilă apariția unei tensiuni de restabilire la bornele sursei de curent cu o astfel de pantă încît să reamorseze arcul electric, fie folosind o capacitate care prin descărcare să forțeze schimbarea sensului curentului în întreruptor.

Pentru stabilirea performanțelor întreruptoarelor cu durata arcului de mai multe semiperioade sînt posibile trei metode: metoda preselecției, metoda autoselecției și metoda selecției proprii.

Metoda preselecției constă în stabilirea, anterior încercării, a duratei arcului electric, circuitul de tensiune fiind aplicat numai la sfîrșitul ultimei semiperioade.

Metoda autoselecției constă în aplicarea circuitului de tensiune la fiecare trecere prin zero a curentului de scurtcircuit. Această metodă complică mult schema de încercare deoarece este nevoie fie de un număr de baterii de condensatoare egal cu numărul semiperioadelor arcului electric, fie de o reîncărcare a bateriei unice între două zerouri consecutive ale curentului.

Metoda selecției proprii evită limitarea de la preselecție dar menține simplitatea metodei mărind în schimb numărul de încercări pentru stabilirea performanței. Potrivit acestei metode, dacă la o încercare oarecare întreruptorul refuză deconectarea la sfîrșitul primului zero al curentului injectat, încercarea se repetă păstrînd momentul separării contactelor același dar cu o forțare a conducției la primul zero al curentului de scurtcircuit și cu aplicarea circuitului de tensiune la zeroul următor. Lucrurile se mai complică (se mărește numărul de probe) dacă verificarea puterii de rupere se face pentru trei momente de separare a contactelor pe curba curentului de scurtcircuit. În acest caz dacă trei deconectări reușite sînt obținute succesiv întreruptorul se consideră bun [23].

Dintre cele trei metode este preferabilă ultima metodă.

Întreruptoarele cu stingerea arcului electric în ulei au o durată a arcului de cîteva semiperioade și o scădere de tensiune în arc mare. În acest caz sînt necesare măsuri suplimentare față de încercarea întreruptoarelor cu aer comprimat. Datorită căderii mari de tensiune în arc este necesară o creștere a energiei bateriei de condensatoare sursă pentru a obține o tensiune de restabilire corespunzătoare și o creștere a tensiunii sursei de curent pentru a nu deforma curentul de scurtcircuit.

9. Concluzii

Încercările sintetice au luat o largă răspîndire datorită avantajelor tehnico-economice. La baza stabilirii echivalenței între încercările directe și cele sintetice stau fenomenele care au loc la deconectarea curenților de scurtcircuit. Dintre schemele sintetice clasice schema Weil-Dobke sub diferite variante îmbunătățite, a căpătat cea mai largă răspîndire datorită avantajelor pe care le oferă.

Verificarea capacității de comutație, la curenți intensi în toate regimurile de funcționare este posibilă dacă se utilizează suplimentar față de schemele clasice un circuit de înaltă tensiune și frecvență industrială conectat la bornele întreruptorului. Dintre metodele utilizate pentru stabilirea performanțelor întreruptoarelor în scheme sintetice cea mai indicată din punct de vedere practic este metoda selecției proprii.

Studiul statistic comparativ al încercărilor directe și sintetice [11], [12] a scos în evidență o bună concordanță între rezultatele obținute chiar în domeniul puterii limită a întreruptoarelor.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate Electrice, București, Ed. Didactică și Pedagogică, 1967.

[2] *Lavaut, M.* ș.a Le C.E.R.D.A. Centre d'Essais et de Recherches Delle-Alsthom. În: R.G.E., vol. **69**, nr. 3, 1960, p. 135—173.

[3] *Bohn, G.* Das neue Hochleistungs-Versuchsfeld, În: A.E.G. Mitt, vol. **52**, nr. 7/8, 1962, p. 265—278.

[4] *Laborde, M.* L'évolution en France des conditions d'essais du matériel d'équipement des resseaux électriques. Centre de Recherches et d'Essais de Fontenay. În: R.G.E., vol. **63**, nr. 7, 1954, p. 379—400.

[5] *Thoren, B.* Le nouveau laboratoire à grande puissance de l'ASEA à Ludvika. În: ASEA Revue, vol. **32**, nr. 4, p. 75—85.

[6] *COX, V.L.* New High-Capacity Switchgear Testing Laboratoty. În: Electrical Engng, vol. **71**, nr. 7, 1952, p. 608—614.

[7] *Marx, E.* Eine Ersatzschaltung für die Prüfung von Hochleistungsventilen und Hochspannungs Schaltern. În: ETZA—A, vol. **57**, nr. 21, 1936, p. 583—586.

[8] *Heroin, P.* L'arc de disjoncteurs et son réseau d'alimentation. În: RGE, vol. **75**, nr. 5, 1966, p. 614—620.

[9] *Rieder, W.*, Passaquin, J. Sur la décroissance de courant vers zéro et le courant résiduel dans les disjoncteurs. În: C.I.G.R.É., rap. 105, 1960.

[10] *Cassie, A. M., Mason, F. D.* Conductibilité post-arc dans les disjoncteurs pneumatiques. În: C.I.G.R.É., rap. 103, 1956.

[11] *Anderson, I.G.P.* ș.a. Progrés realisés en coopération, au Royome-Uni en matiér d'essais synthetiques des disjoncteurs. În: C.I.G.R.É. rap. 115, 1966.

[12] *Heroin, P.* ş.a. Essais synthetiques d'un disjoncteur pneumatique. Comparaison par méthode Statistique avec des essais directs. În : C.I.G.R.É., rap. 144, 1966.
[13] *Ballensperger, P.* Rapport sur l'activité du comité d'études nr. 3 : Întrerupteurs. În : C.I.G.R.É., rap. 132, 1964.
[14] *Skeats, W.F.* Design and Test of High-Speed High — Interrupting-Capacity Railway Circuit Breakers. În : A.I.E.E. Trans. vol. **57**, 1938, p. 359—364.
[15] *Becker, H.* Réalisation d'une installation d'essais synthetiques pour disjoncteur à haute tension. În : C.I.G.R.É., rap. 116, 1956.
[16] *Slamecka, E.* Prüfung von Hochspannungs-Leistungsschaltern. Berlin, Ed. Springer—Verlag, New—York, Heidelberg, 1966.
[17] *Pflaum, E., Slamecka, E.* Neue synthetische Prüfschaltung zu Prüfung von Hochleistungsschaltern. În : E.T.Z.-A, vol. **82**, nr. 2, 1961, p. 33—38.
[18] *Hochrainer, A.* Synthetische Prüfverfahren für Hochspannungs—Leistungschalter În : E.T.Z.A., vol. **82**, nr. 10, 1960, p. 349—355.
[19] *Kaplan, V.V., Nasatir, V.M.* O primenenii sviazanîh kolebatelnîh konturov dlia ispîtania nebîstrodeistvuiuşcih vîsokovoltnîh aparatov. În : Elektricestvo, vol. **74**, nr. 5, 1953, p. 13—17.
[20] *Cernisev, N.M.* Circuit for the Synthetic Testing of the Breaking-Capacity of Circuit — Breakers. În : C.I.G.R.É., rap. 116, 1958.
[21] *Schektman, N.* Les méthodes d'essais synthetiques. În : R.G.E., vol. **75**, nr. 5, 1965, p. 621—626.
[22] *Todiriki, I., Takeda, S.* Study on Interrupting Phenomena of Short-Line Faults with the Series-type of Artificial Line. În : Journal of Electrical Engineers of Japan, vol. **84**, nr. 7, 1964.
[23] *Anderson, I.G.P.* ş.a. Synthetic Testing of A.C. Circuit-Breakers, În : Proc. I.E.E., vol. **115**, nr. 7, 1968, p. 966—1007.

Intrat în redacţie la 20.XII. 196

Determinarea parametrilor şi analiza funcţionării unor scheme de încercări sintetice cu ajutorul calculatoarelor electronice

MIMI SASU * — Bucureşti

CZ 621.317.382.012.8 :681.31

În prezent metodele de încercare sintetică sînt larg utilizate în laboratoarele de încercări din străinătate [1], [2], [3], [4], [5], [6]. Folosind instalaţii de mărime acceptabilă, aceste metode permit încercarea la putere de rupere a întreruptoarelor de înaltă tensiune destinate reţelelor cu puteri de scurtcircuit mari şi oferă posibilitatea studierii fenomenelor care au loc în zonele vecine trecerii prin zero a curentului de scurtcircuit.

Dintre schemele sintetice de încercare la putere de rupere a întreruptoarelor de înaltă tensiune, cele mai adecvate sînt considerate schemele cu dublă frecvenţă (injecţie de curent) [2]. În aceste scheme, curentul de scurtcircuit întrerupt de întreruptorul încercat este suma a doi curenţi : un curent generat de o sursă la frecvenţa de 50 Hz (circuitul de curent intens) şi un alt curent, generat de o sursă separată la o frecvenţă de ordinul sutelor de Hz (circuitul de înaltă tensiune), suprapus peste curentul intens, puţin timp înainte de a se produce deconectarea.

Se recomandă ca tensiunea sursei de curent intens să fie suficient de mare în raport cu tensiunea de arc a întreruptorului încercat astfel încît căderea de tensiune în arcul electric să nu deformeze curentul de scurtcircuit. În ceea ce priveşte sursa de înaltă tensiune care furnizează tensiunea tranzitorie de restabilire, este indicat să aibă o valoare de cîteva ori mai mare decît tensiunea sursei de curent intens [3].

În lucrarea de faţă se analizează trei scheme de încercări sintetice cu injecţie de curent : schemele Weil-Dobke, Zajic şi mixtă şi se prezintă o metodică de calcul stabilită de autor pentru determinarea parametrilor schemelor respective, în anumite ipoteze de calcul*. Pentru verificarea corectitudinii metodicii de calcul stabilite s-a recurs la modelarea celor trei scheme sintetice pe un calculator analogic, comparîndu-se rezultatele obţinute experimental cu datele teoretice. Schemele de principiu corespunzătoare schemelor Weil-Dobke, Zajic şi mixtă sînt reprezentate în figura 1. Formulele deduse permit calcularea parametrilor celor trei scheme în diferite condiţii de încercare, calculul putînd fi extins la un număr mare de variante de calcul cu ajutorul calculatoarelor electronice. Această problemă poate prezenta un mare interes practic pentru constructorii de întreruptoare de înaltă tensiune din ţara noastră.

1. Analiza succintă a funcţionării schemelor

Întrucît cele trei scheme prezintă o serie de trăsături comune, ele pot fi analizate împreună. Din schemele de principiu (fig. 1) se vede că circuitul de curent este acelaşi ; în ceea ce pri-

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător ştiinţific principal în laboratorul de cercetare calcul electronic din I.C.P.E.

* Cercetarea care a stat la baza acestei lucrări s-a efectuat în I.C.P.E., tema fiind propusă de tov. ing. *I. Marinescu* — şeful laboratorului de aparate de comutaţie de înaltă tensiune.

veşte circuitul de tensiune, schemele Weil-Dobke şi Zajic diferă numai prin poziţia ramurii R_3 C_3 şi respectiv R_4 C_4, în timp ce schema

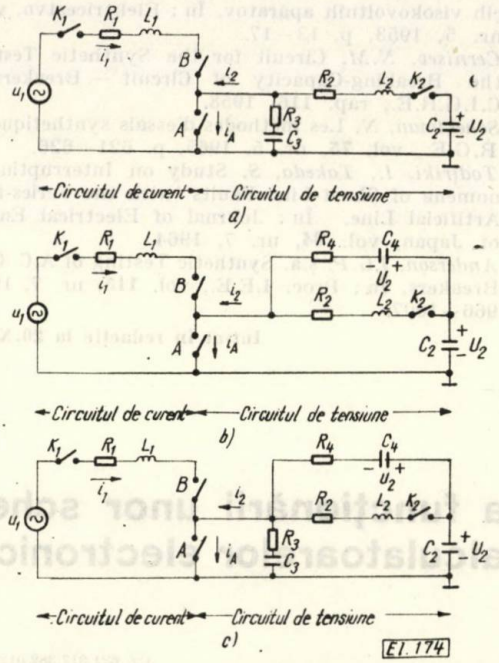


Fig. 1. Schemele de principiu corespunzătoare schemelor sintetice :
a – schema Weil-Dobke ; *b* – schema Zajic ; *c* – schema mixtă.

Tabela 1

t	K_1	B	r_B	A	r_A	K_2
0	↓	↓	0	↓	0	↑
t_0	↓	↑	r_B	↑	r_A	↑
t_1	↓	↑	r_B	↑	r_A	↓
t_2	↓	↑	∞	↑	r_A	↓
t_3	↓	↑	∞	↑	∞	↓

mixtă se prezintă ca o combinaţie a celorlalte două scheme. Condensatorul C_2 în schema Weil-Dobke şi condensatoarele C_2 şi C_4 în schemele Zajic şi mixtă se presupun încărcate iniţial la o tensiune continuă U_2.

Trăsătura de bază comună a celor trei scheme sintetice o constituie faptul că sînt scheme cu structură variabilă : în decursul funcţionării fiecare schemă capătă diferite forme descrise de ecuaţii diferite. În tabela 1 sînt reprezentate schematic modificările de structură care au loc la diferite momente t_k, iar în figura 2 se prezintă formele curenţilor şi tensiunilor care apar în schemele Weil-Dobke, Zajic şi mixtă.

Diagrama de variaţie a curenţilor şi tensiunilor în funcţie de timp (fig. 2) presupune anumite ipoteze simplificatoare, cea mai importantă fiind aceea că întreruptoarele A şi B se consideră ideale, respectiv se neglijează căderea de tensiune în arcul electric (r_A, $r_B = 0$).

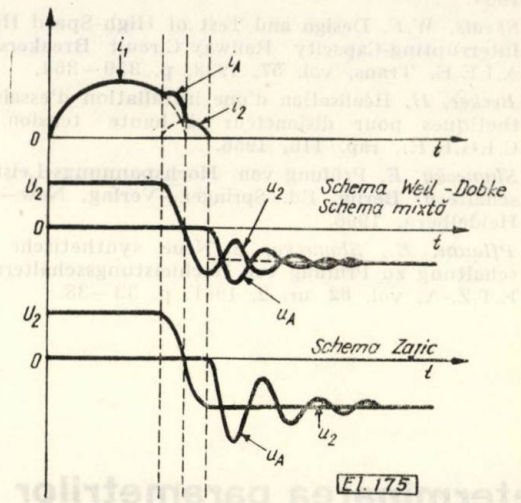


Fig. 2. Formele curenţilor şi tensiunilor în schemele Weil-Dobke, Zajic şi mixtă.

2. Stabilirea relaţiilor de calcul

2.1. Date iniţiale de calcul

Condiţiile impuse iniţial pentru încercare cuprindeau un număr foarte mare de variante de studiu, dintre care au fost eliminate apriori toate acele variante care nu ţineau seamă de recomandările menţionate în introducere. Datele de calcul care au rezultat în urma acestei selecţii sînt sintetizate în tabelele 2 şi 3.

Tabela 2

U_1, kV_{ef}		I_1, kA_{ef}	cos φ	f_1, Hz	β		f_2, Hz			
24	54	40	0,1	50	0	0,6	350	500	750	1 000

Tabela 3

γ	1,5					
U_n, kV_{ef}	110		220		400	
P_R, %	50	100	50	100	50	100
f_3, Hz	3 000	800	2 000	600	1 000	400

Pornind de la condiţiile de încercare prezentate în aceste tabele, s-au stabilit relaţii de calcul pentru determinarea următoarelor elemente :

— faza ψ a tensiunii u_1 din circuitul de curent, în care

$$u_1 = \sqrt{2}\, U_1 \sin(\omega_1 t + \psi); \qquad (1)$$

— mărimea tensiunii U_2 din circuitul de tensiune cu care sînt încărcate inițial condensatorul C_2 în schema Weil-Dobke și condensatoarele C_2 și C_4 în schemele Zajic și mixtă;
— parametrii R_1, R_2, R_3, R_4; L_1, L_2; C_2, C_3, C_4 ai celor trei scheme.

2.2. Ipoteze de calcul

În calculul analitic efectuat s-au considerat următoarele ipoteze de calcul:
— se neglijează căderile de tensiune în arcul electric (r_A, $r_B = 0$); în perioada post arc se presupune că întreruptoarele prezintă o rezistență infinită (r_A, $r_B = \infty$);
— întreruperea arcului în întreruptorul auxiliar se produce la prima trecere prin zero a curentului i_1 din circuitul de curent, iar întreruperea arcului în întreruptorul încercat are loc în momentul trecerii prin zero a curentului i_2 injectat din circuitul de tensiune:

$$\begin{cases} i_1 = 0 & \Delta u_B = 0 \\ i_2 = 0 & \Delta u_A = 0; \end{cases} \tag{2}$$

— curentul i_2 injectat din circuitul de tensiune ajunge la valoarea maximă în momentul trecerii prin zero a curentului i_1 din circuitul de curent. Această condiție poate fi scrisă sub forma (fig. 2):

$$\text{la } t = t_2 \begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = 0 \\ i_1 = 0; \end{cases} \tag{3}$$

— pantele curenților i_1 și i_2 trebuie să fie egale în vecinătatea trecerii prin zero. Conform notațiilor timpilor din tabela 1 și figura 2, rezultă că trebuie să fie îndeplinită condiția:

$$\left(\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\right)_{t=t_2} = \left(\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}\right)_{t=t_3}; \tag{4}$$

— impedanța la bornele întreruptorului încercat, privită dinspre circuitul de tensiune, în perioada cînd în schema de încercare sînt aplicate ambele surse de tensiune (u_1 și U_2) să fie identică cu impedanța unei surse cu tensiunea nominală U_n care generează un curent egal cu I_1 la un cos φ dat.

2.3. Relații de calcul

În tabela 4 sînt sintetizate cîteva din formulele stabilite.

Observații.

1) Prin definiție, factorul de amplitudine al tensiunii tranzitorii de restabilire este dat de relația:

$$\gamma = \frac{U_v}{U_{nm}}. \tag{5}$$

Tabela 4

Formule pentru determinarea parametrilor schemelor Weil–Dobke, Zajic și mixtă.

	Schema Weil-Dobke	Schema Zajic	Schema mixtă
U_2	$\sqrt{2}\left(1+\frac{C_2}{C_2}\right)U_n$	$\sqrt{2}\,U_n$	$\sqrt{2}\left(1+\frac{C_3}{C_2}\right)U_n$
f_{02}	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(C_2+C_4)}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(C_2+C_4)}}$
f_{03}	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2\frac{C_2 C_3}{C_2+C_3}}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_4}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2\left(\frac{C_2 C_3}{C_2+C_3}+C_4\right)}}$
L_2	$\left(1+\frac{C_3}{C_2}\right)K$	$\frac{1}{1+\frac{C_4}{C_2}}K$	$\frac{1+\frac{C_3}{C_2}}{1+\frac{C_4}{C_2}}K$
A	$-\lambda\frac{1+\lambda^2+n^2}{1+\lambda^2-n^2}$	$-\lambda$	$\lambda\left(1-2\sqrt{\frac{1+\lambda^2}{1+\lambda^2-n^2}}\right)$
ξ	$\operatorname{arctg}\frac{2\lambda}{1+\lambda^2-n^2}$	$\operatorname{arctg}\frac{2\lambda}{\lambda^2-1}$	$\operatorname{arctg}\frac{2\lambda}{2\lambda^2\sqrt{(1-\lambda^2)(1+\lambda^2-n^2)}}$
γ	$1-(\cos\xi + A\sin\xi)\,e^{-\lambda\xi}$		

Dacă în expresia analitică a tensiunii tranzitorii de restabilire u_A, care apare la bornele întreruptorului încercat după deconectare, se neglijează căderea de tensiune pe rezistența R_3 în cazul schemelor Weil-Dobke și mixtă și căderea de tensiune pe rezistența R_4 în cazul schemei Zajic, se obține pentru factorul γ o expresie simplificată de forma:

$$\gamma = 1 + \mathrm{e}^{-\lambda\pi}. \tag{6}$$

unde $\lambda = \dfrac{\alpha_3}{\omega_3}$.

Relația (6) se regăsește sub o formă asemănătoare și în literatura de specialitate [3].

Autorul a încercat să stabilească și o expresie mai exactă pentru γ, fără să neglijeze căderile de tensiune pe rezistența R_3 și respectiv R_4. În aceste condiții calculul analitic conduce la o relație mai complicată pentru γ, de forma:

$$\gamma = 1 - (\cos\xi + A\sin\xi)\,\mathrm{e}^{-\lambda\xi}, \tag{7}$$

unde $\xi = \omega_3 t$.

Efectuînd calcule într-o mare serie de variante, pentru diferite tipuri de întreruptoare, la diferite puteri de rupere și pentru diferite combinații ale frecvențelor f_2 și f_3 (tabelele 2 și 3), autorul a constatat că, dacă în unele cazuri ($P_R = 50\,\%$) formula (6) poate fi aplicată cu o eroare acceptabilă, în alte cazuri ($P_R = 100\,\%$) utilizarea formulei simplificate conduce la rezultate foarte diferite în comparație cu rezultatele obținute pe baza formulei (7).

2) Impunînd anumite condiții de economicitate referitor la dimensionarea elementelor schemelor sintetice, autorul a stabilit că între

frecvenţele f_2 şi f_3 trebuie să existe următoarele relaţii de dependenţă:

— pentru schemele Weil-Dobke şi Zajic

$$f_2 < \sqrt{\frac{\lambda^2+1}{2}} \cdot f_3; \qquad (8)$$

— pentru schema mixtă

$$f_2 < \frac{\sqrt{3}}{2}(\sqrt{\lambda^2+1})\, f_3. \qquad (9)$$

2.4. Calculul parametrilor schemelor

— Dacă determinarea elementelor circuitului e cpurent nu comportă dificultăţi de calcul eosebpite, în schimb calculul circuitului de ensiutne al fiecărei scheme de încercare sintetică necesită rezolvarea unei ecuaţii transcendente de tipul:

$$F(\lambda)=(\cos\xi + A\sin\xi)\,e^{-\lambda\xi} + (\gamma-1)=0, \qquad (10)$$

unde n (respectiv f_2 şi f_3) şi γ sînt date de calcul impuse, iar A şi ξ au semnificaţia din tabela 4.

Ecuaţia (10) a fost rezolvată — prin metoda înjumătăţirii intervalului — pe calculatorul numeric CET 501, determinîndu-se valorile parametrului λ corespunzătoare tuturor variantelor de studiu care rezultă din tabelele 2 şi 3, pentru fiecare schemă sintetică. În urma rezultatelor obţinute pentru λ, s-au eliminat toate variantele care nu îndeplineau condiţiile (8) şi (9).

— Parametrii schemelor de încercare (ψ, U_2, R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, C_2, C_3, C_4) au fost calculaţi pe baza formulelor stabilite în aproximativ 180 de variante cu ajutorul unui calculator numeric de birou Olivetti-PROGRAMMA 101.

În tabela 5 se prezintă schematic modul cum variază unii parametri ai schemelor Weil-Dobke, Zajic şi mixtă (R_3, R_4, L_2, C_2, C_3, C_4 şi U_2) atunci cînd β, f_2, U_n şi P_R iau valori conform tabelelor 2 şi 3.

Tabela 5

Variaţia parametrilor schemelor Weil—Dobke, Zajic şi mixtă cu condiţiile de încercare

Schema		R_3, Ω	R_4, Ω	L_2, mH	C_2, μF	C_3, μF	C_4, μF	U_2, kV
Weil - Dobke	β	↗	—	↗	↘	↘	—	≅
	f_2, Hz	↗	—	↗	↘	≅	—	↗
	U_n, kV_{ef}	↗	—	↗	↘	↗	—	↗
	P_R, %	↘	—	↗	↘	↗	—	↗
Zajic	β	—	↗	↗	↘	—	↘	≅
	f_2, Hz	—	↘	↘	↘	—	≅	≅
	U_n, kV_{ef}	—	↗↗	↗	↘	—	↗	↗
	P_R, %	—	↘	↘	≅	—	↗	≅
mixtă	β	↗	↗	↗	↘	↘	↘	≅
	f_2, Hz	↗	↗	≅	↘	≅	≅	↗
	U_n, kV_{ef}	↗↗	↗↗	↗	↘	↗	↗	↗
	P_R, %	↘	↘	≅	↘	↗	↗	↗

3. Analiza funcţionării schemelor sintetice

3.1. Prezentarea problemei

Funcţionarea schemelor sintetice poate fi analizată pe baza tensiunii tranzitorii de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat după deconectare, respectiv după întreruperea arcului electric.

În această lucrare, curba tensiunii de restabilire a fost definită prin doi parametri de formă U_v şi v_0 [6]:

$$U_v = |U_{A\max}|;\ v_0 = \left(\frac{du_A}{dt}\right)_{t=0}, \qquad (11)$$

La aceşti doi parametri se mai poate adăuga şi perioada T, respectiv frecvenţa de oscilaţie f a tensiunii de restabilire.

Studiul comportării celor trei scheme sintetice prezentate a fost efectuat cu ajutorul unui calculator analogic MEDA—ARITMA.

3.2. Stabilirea modelelor matematice şi a schemelor de modelare

Schemele de principiu corespunzătoare schemelor Weil-Dobke, Zajic şi mixtă — după deconectare — sînt reprezentate în figurile 3, 4 şi 5. Datele de proiectare obţinute pentru cele trei scheme sintetice au arătat că în general rezistenţa R_2 este mai mică cu cel puţin două ordine de mărime în comparaţie cu rezistenţele R_3 şi R_4. Ca urmare, în scrierea sistemelor de ecuaţii care descriu funcţionarea celor trei scheme din figurile 3, 4 şi 5 rezistenţa R_2 a fost neglijată.

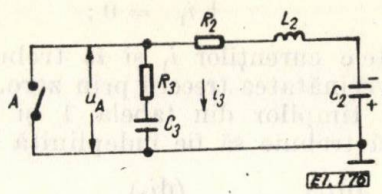


Fig. 3. Schema Weil-Dobke după deconectare.

Schema Weil-Dobke. Aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff şi legea lui Ohm schemei din figura 3, se obţine următorul model matematic de bază:

$$\begin{cases} L_2\dfrac{di_3}{dt} + R_3\, i_3 + \left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)\displaystyle\int_0^t i_3\,dt = U_C \\ R_3\, i_3 + \dfrac{1}{C_3}\displaystyle\int_0^t i_3\,dt = u_A. \end{cases} \qquad (12)$$

Condiții inițiale nule : la $t = 0$, $i_3 = 0$ ($u_A = 0$). Tensiunea U_c cu care este încărcat inițial condensatorul C_2 se determină din relația

$$U_C \cong - U_2 = - \sqrt{2}\left(1 + \frac{C_3}{C_2}\right) U_n. \quad (13)$$

Pornind de la sistemul de ecuații (12) și ținînd seamă de mărimile care interesează să se obțină pe calculator, rezultă următoarea variantă a modelului matematic de bază :

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = \dfrac{U_C}{L_2} - \dfrac{R_3}{L_2} i_3 - \dfrac{1}{L_2}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right)\int_0^t i_3\, dt \\ u_A = R_3 i_3 + \dfrac{1}{C_3}\int_0^t i_3\, dt \\ \dfrac{du_A}{dt} = R_3 \dfrac{di_3}{dt} + \dfrac{1}{C_3} i_3. \end{cases} \quad (14)$$

A treia ecuație care apare în sistemul (14) — rezultat al derivării celei de a doua ecuații din sistemul (12) — este necesară pentru obținerea pantei în origină a tensiunii tranzitorii de restabilire u_A.

În vederea modelării sistemului (14) pe calculatorul analogic, trebuie să se efectueze niște transformări de timp și de amplitudine de forma :

$$t = \alpha \tau ; \; i_3 = \beta_1 \bar{i}_3 ; \; u_A = k \bar{u}_A . \quad (15)$$

După o serie de calcule și utilizînd pentru simplificarea notațiilor operatorii :

$$p = \frac{d}{d\tau} ; \; \frac{1}{p} = \int_0^\tau d\tau, \quad (16)$$

se obține următorul model matematic pentru calculator :

$$\begin{cases} p\bar{i}_3 = K_0 - a\,\bar{i}_3 - b\,\dfrac{\bar{i}_3}{p} \\ \bar{u}_A = c\,\bar{i}_3 + d\,\dfrac{\bar{i}_3}{p} \\ p\,\bar{u}_A = c\,p\,\bar{i}_3 + d\,\bar{i}_3. \end{cases} \quad (17)$$

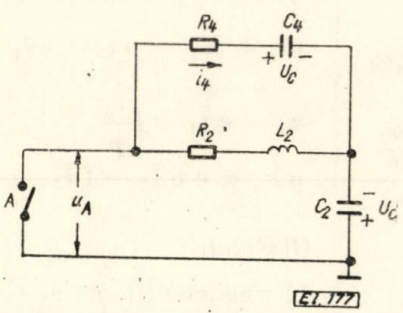


Fig. 4. Schema Zajic după deconectare.

Schema Zajic. Scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff și legea lui Ohm pentru schema din figura 4, rezultă următorul model matematic de bază :

$$\begin{cases} L_2 \dfrac{di_4}{dt} + R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\int_0^t i_4\, dt = U_C \\ R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\int_0^t i_4\, dt = u_A \, *. \end{cases} \quad (18)$$

Condiții inițiale nule : la $t = 0$, $i_4 = 0$ ($u_A = 0$) Tensiunea U_c cu care sînt încărcate inițial condensatoarele C_2 și C_4 se determină din relația :

$$U_C \cong - U_2 = - \sqrt{2}\; U_n. \quad (19)$$

Din sistemul de ecuații (18) se deduce, în aceleași condiții ca în cazul schemei Weil-Dobke, următoarea variantă a modelului matematic de bază :

$$\begin{cases} \dfrac{di_4}{dt} = \dfrac{U_C}{L_2} - \dfrac{T_4}{L_2} i_4 - \dfrac{1}{L_2 C_4}\int_0^t i_4\, dt \\ u_A = R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\int_0^t i_4\, dt \\ \dfrac{du_A}{dt} = R_4 \dfrac{di_4}{dt} + \dfrac{1}{C_4} i_4. \end{cases} \quad (20)$$

Dacă se efectuează transformările de scară următoare :

$$t = \alpha \tau ; \; i_4 = \beta_2 \bar{i}_4 ; \; u_A = k \bar{u}_A \quad (21)$$

și se folosesc operatorii definiți de relațiile (16), rezultă după o serie de calcule, următorul model matematic pentru calculator :

$$\begin{cases} p\,\bar{i}_4 = K_0 - a\,\bar{i}_4 - b\,\dfrac{\bar{i}_4}{p} \\ \bar{u}_A = c\bar{i}_4 + d\,\dfrac{\bar{i}_4}{p} \\ p\bar{u}_A = c\,p\,\bar{i}_4 + d\,\bar{i}_4. \end{cases} \quad (22)$$

$$* \; u_A = u_{R4} - u_{C4} + u_{C2} = R_4 i_4 - U_C + \frac{1}{C_4}\int_0^t i_4\, dt +$$

$$+ U_C = R_4 i_4 + \frac{1}{C_4}\int_0^t i_4\, dt$$

unde

$$u_{C4} = U_C - \frac{1}{C_4}\int_0^t i_4\, dt ; \quad u_{C2} = U_C.$$

Schema mixtă. Aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff şi legea lui Ohm schemei din figura 5,

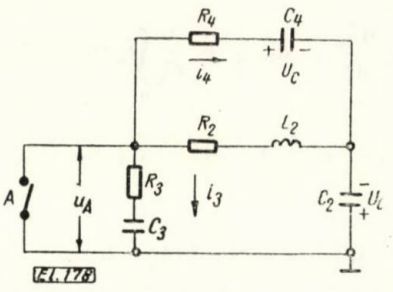


Fig. 5. Schema mixtă după deconectare.

se obţine următorul model matematic de bază :

$$\begin{cases} L_2 \dfrac{\mathrm{d}(i_3 + i_4)}{\mathrm{d}t} + R_3 i_3 + \left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right)\displaystyle\int_0^t i_3 \mathrm{d}t = U_C \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}(i_3 + i_4)}{\mathrm{d}t} + R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\displaystyle\int_0^t i_4 \,\mathrm{d}t = U_C \\ R_3 i_3 + \dfrac{1}{C_3}\displaystyle\int_0^t i_3 \,\mathrm{d}t = u_A. \end{cases} \tag{23}$$

Condiţii iniţiale nule : la $t = 0$, $i_3 = 0$; $i_4 = 0$ ($u_A = 0$). Tensiunea U_C cu care sînt încărcate iniţial condensatoarele C_2 şi C_4 se determină din relaţia :

$$U_C \cong -U_2 = -\sqrt{2}\left(1 + \frac{C_3}{C_2}\right) U_n. \tag{24}$$

Pentru modelarea primelor două ecuaţii din sistemul (23) este indicat să se expliciteze derivatele de ordinul 1 ale funcţiilor i_3 şi i_4. De asemenea, ca şi în cazul schemelor Weil-Dobke şi Zajic, va trebui ca sistemul (23) să fie completat cu o ecuaţie care să permită obţinerea pantei în origine a tensiunii tranzitorii de restabilire u_A. Se obţine astfel următoarea variantă a modelului matematic de bază :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t} = \dfrac{U_C}{L_2} - \dfrac{\mathrm{d}i_4}{\mathrm{d}t} - \dfrac{R_3}{L_2} i_3 - \dfrac{1}{L_2}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right)\displaystyle\int_0^t i_3 \,\mathrm{d}t \\ \dfrac{\mathrm{d}i_4}{\mathrm{d}t} = \dfrac{U_C}{L_2} - \dfrac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t} - \dfrac{R_4}{L_2} i_4 - \dfrac{1}{L_2 C_4}\displaystyle\int_0^t i_4 \,\mathrm{d}t \\ u_A = R_3 i_3 + \dfrac{1}{C_3}\displaystyle\int_0^t i_3 \,\mathrm{d}t \\ \dfrac{\mathrm{d}u_A}{\mathrm{d}t} = R_3 \dfrac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t} + \dfrac{1}{C_3} i_3. \end{cases} \tag{25}$$

În vederea modelării sistemului (25) pe calculatorul analogic, se efectuează transformările de scară :

$$t = \alpha\tau \;; i_3 = \beta_1 \bar{i}_3 ; \; i_4 = \beta_2 \bar{i}_4 ; \; u_A = k\,\bar{u}_A. \tag{26}$$

După o serie de calcul şi utilizînd operatorii definiţi de relaţiile (16), se obţine următorul model matematic pentru calculator :

$$\begin{cases} p\bar{i}_3 = K_0 - p\bar{i}_4 - a\bar{i}_3 - b\dfrac{\bar{i}_3}{p} \\ p\bar{i}_4 = K_0 - p\,\bar{i}_3 - c\,\bar{i}_4 - d\dfrac{\bar{i}_4}{p} \\ \bar{u}_A = \mathrm{e}\,\bar{i}_3 + f\dfrac{\bar{i}_3}{p} \\ \mathrm{p}\,\bar{u}_A = \mathrm{e\,p}\,\bar{i}_3 + \mathrm{f}\,\bar{i}_3. \end{cases} \tag{27}$$

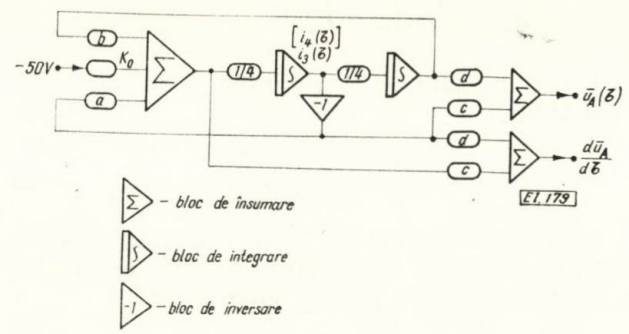


Fig. 6. Schema de modelare pentru schemele Weil-Dobke şi Zajic.

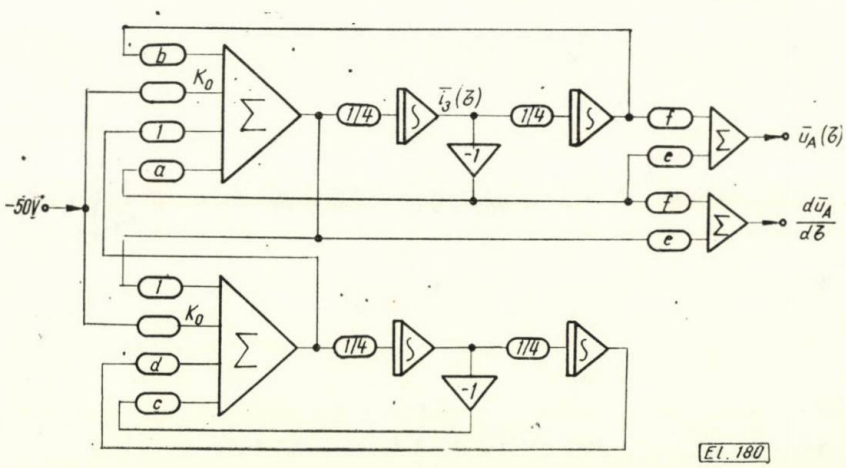


Fig. 7. Schema de modelare pentru schema mixtă.

Observaţii

1) Coeficienţii, a, b, c, d şi K_0 — care apar în sistemele de ecuaţii (17) şi (22) precum şi coeficienţii a, b, c, d, e, f şi K_0 din sistemul (27) depind de parametrii electrici ai

schemelor respective, precum și de transformările de timp și de amplitudine efectuate.

2) Ținînd seamă de asemănarea modelelor matematice corespunzătoare schemelor Weil-Dobke și Zajic, sub forma finală (17) și respectiv (22), s-a conceput o schemă de modelare comună, reprezentată în figura 6. În figura 7 este reprezentată schema de modelare corespunzătoare schemei mixte.

3.3. Date de calcul pentru coeficienții schemelor de modelare

Pentru a putea face o comparație între schemele Weil-Dobke, Zajic și mixtă, s-a ales o variantă comună de studiu, ilustrată prin datele din tabela 6.

Tabela 6

γ	U_n, kV_{ef}	P_R, %	f_3, Hz	f_2, Hz
1,5	110	50	3 000	500

Valorile parametrilor celor trei scheme sintetice (fig. 3,4,5) corespunzătoare variantei de studiu alese sînt sintetizate în tabela 7. Por-

Tabela 7

Schema	R_3, Ω	R_4, Ω	L_2, mH	C_2, μF	C_3, μF	C_4, μF	U_C, kV
Weil-Dobke	90	—	9,00	11,27	0,30	—	−159
Zajic	—	84	8,50	11,62	—	0,31	−155
Mixtă	176	174	8,75	11,44	0,15	0,15	−157

nind de la aceste date și alegînd niște transformări de timp și de amplitudine convenabile, s-au calculat coeficienții schemelor de modelare din figurile 6 și 7. După transpunerea schemelor respective pe calculatorul analogic, pentru fiecare dintre cele trei scheme sintetice s-au înregistrat grafic caracteristicile:

$$\bar{u}_A = f_1(\tau); \quad \frac{d\bar{u}_A}{d\tau} = f_2(\tau). \tag{28}$$

3.4. Rezultatele obținute

Cele trei oscilograme ale tensiunii tranzitorii de restabilire și ale primei derivate sînt prezentate în figura 8, cu menționarea transformărilor de timp și de amplitudine care trebuie efectuate pentru a se trece de la mărimi — calcu-

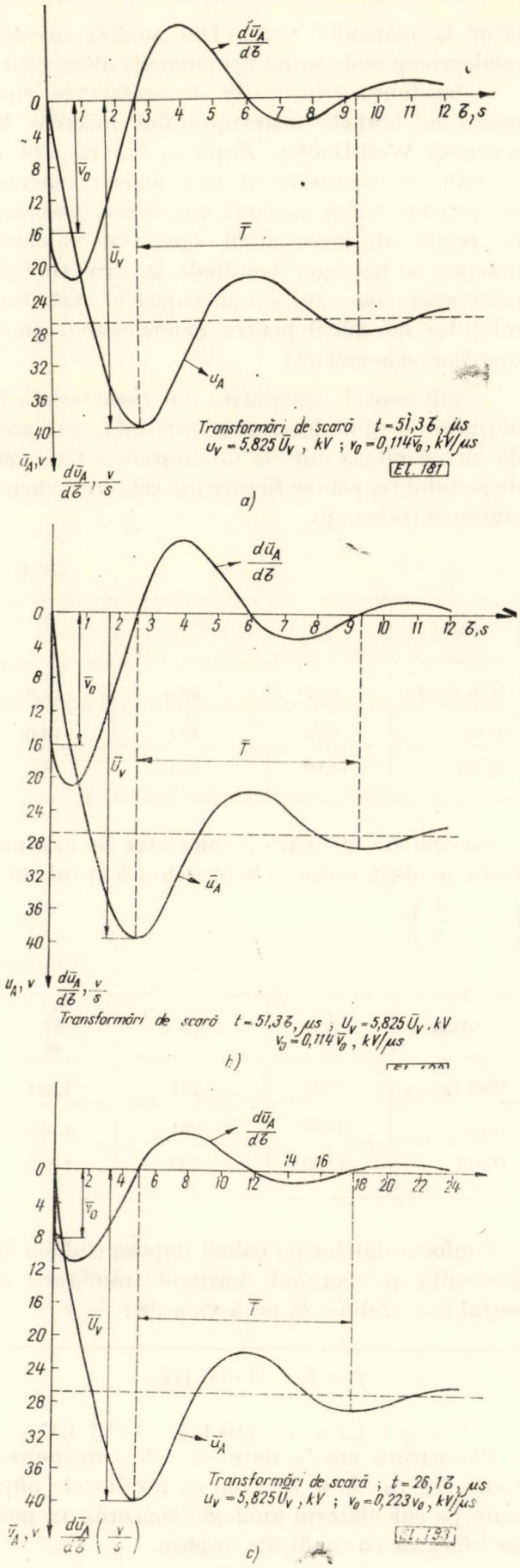


Fig. 8. Oscilogramele tensiunii tranzitorii de restabilire și ale primei derivate:

a — schema Weil-Dobke; *b* — schema Zajic; *c* — schema mixtă.

lator la mărimi — reale. Din analiza acestor oscilograme se desprind următoarele observaţii :

— tensiunea tranzitorie de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat în schemele Weil-Dobke, Zajic şi mixtă are o variaţie corespunzătoare funcţionării schemelor într-un regim oscilant amortizat, valoarea de regim staţionar fiind egală cu valoarea maximă a tensiunii nominale la care se face încercarea (aşa cum s-a presupus la stabilirea relaţiilor de calcul pentru determinarea parametrilor schemelor) ;

— sub aspect cantitativ, din caracteristicile obţinute se pot determina perioada, valoarea de vîrf şi viteza iniţială de creştere a tensiunii de restabilire, pentru fiecare din cele trei scheme sintetice (tabela 8).

Tabela 8

Schema	T, s	$\bar{U}_v$, V	$\bar{v}_0$, $\frac{V}{s}$
Weil-Dobke	6,75	39,6	16,0
Zajic	6,75	39,6	16,0
Mixtă	13,00	40,0	8,4

Trecînd de la mărimi-calculator la mărimi-reale, se obţin rezultatele prezentate în tabela 9 $\left(f = \frac{1}{T}\right)$.

Tabela 9

Schema	f, Hz	U_v, kV	v_0, $\frac{kV}{\mu s}$
Weil-Dobke	2 890	231	1,824
Zajic	2 890	231	1,824
Mixtă	2 950	233	1,873

Conform datelor de calcul impuse (tabela 6), frecvenţa şi maximul tensiunii tranzitorii de restabilire trebuie să aibă valorile :

$$f = f_3 = 3\,000 \text{ Hz},$$

$$U_v = \gamma\, U_n \sqrt{2} = 1{,}5.110.1{,}41 = 233 \text{ kV}.$$

Comparînd aceste date cu cele corespunzătoare din tabela 9, se vede că rezultatele obţinute pe calculatorul analogic concordă în mod satisfăcător cu condiţiile impuse.

În general, pe baza rezultatelor obţinute pe calculatorul analogic (tabela 9) se poate spune că, în condiţii de încercare identice, schemele Weil-Dobke, Zajic şi mixtă furnizează tensiuni tranzitorii de restabilire avînd parametri (f, U_v, v_0) practic egali.

4. Concluzii

— Calcularea schemelor Weil-Dobke, Zajic şi mixtă (în ipoteza neglijării căderii de tensiune în arcul electric) ridică o serie de probleme a căror rezolvare este mult facilitată de utilizarea calculatoarelor electronice.

— Calculatorul analogic se dovedeşte a fi un instrument preţios pentru studierea regimului de funcţionare al schemelor sintetice, putînd servi în acelaşi timp ca mijloc de verificare a exactităţii calculelor efectuate pentru determinarea parametrilor schemelor.

— Impunînd anumite condiţii de economicitate referitor la dimensionarea elementelor schemelor Weil-Dobke, Zajic şi mixtă, condiţii care conduc la relaţiile (8) şi (9), se constată că schema mixtă are posibilităţi mai largi de utilizare, fără a necesita investiţii sensibil mai ridicate în comparaţie cu schemele Weil-Dobke şi Zajic. De exemplu, pentru datele de calcul din tabelele 2 şi 3, schema mixtă este singura care permite încercarea întreruptoarelor de 400 kVef la putere de rupere 100%.

— Ţinînd seamă de avantajele oferite de schema mixtă, ea a constituit obiectul unui studiu special. Cu ajutorul calculatorului analogic s-a studiat influenţa diferitelor elemente ale schemei asupra formei tensiunii tranzitorii de restabilire şi în general, asupra regimului de funcţionare al schemei. Materialul referitor la studiul efectuat va fi prezentat într-un al articol.

Notă : Autorul mulţumeşte tov. matematician A. Susea pentru ajutorul acordat la rezolvarea ecuaţiei (10) pe calculatorul numeric CER-501.

Notaţii folosite

K_1, K_2 — contactoare sincrone
A — întreruptorul încercat
B — întreruptorul auxiliar (serveşte la separarea surselor u_1 şi U_2)
u_1 — sursă de curent intens
U_2 — sursă de înaltă tensiune
$\downarrow$ — contact închis
$\uparrow$ — contact deschis

r_A — rezistența arcului electric care apare la bornele întreruptorului încercat

r_B — rezistența arcului electric care apare la bornele întreruptorului auxiliar

i_1 — curentul care circulă prin întreruptorul încercat A și prin întreruptorul auxiliar B, curent furnizat de circuitul de curent

i_2 — curentul injectat din circuitul de tensiune (se presupune că circulă exclusiv prin întreruptorul încercat)

i_A — curentul rezultant prin întreruptorul încercat

u_A — tensiunea tranzitorie de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat, după întreruperea arcului electric

u_2 — tensiunea de descărcare a condensatorului C_2

U_1 — amplitudinea tensiunii alternative a sursei din circuitul de curent

I_1 — amplitudinea curentului de scurtcircuit.

$\cos \varphi$ — factorul de putere din circuitul de curent

f_1 — frecvența curentului i_1 din circuitul de curent

β — raportul dintre componenta aperiodică și componenta simetrică ale curentului care se stabilește în circuitul de curent

f_2 — frecvența curentului i_2 injectat din circuitul de tensiune

U_n — tensiunea nominală a întreruptorului încercat

P_R — puterea de rupere la care se încearcă întreruptorul

f_3 — frecvența tensiunii tranzitorii de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat după întreruperea arcului electric.

γ — factorul de amplitudine al tensiunii de restabilire

$\triangle u_A$ — căderea de tensiune în arcul electric la bornele întreruptorului încercat

$\triangle u_B$ — căderea de tensiune în arcul electric la bornele întreruptorului auxiliar

f_{02} — frecvența proprie a circuitului oscilant care se stabilește în circuitul de tensiune înainte de deconectare

f_{03} — frecvența proprie a circuitului oscilant care se stabilește în circuitul de tensiune după deconectare

K — coeficient dependent de unele condiții impuse pentru încercare (U_n, I_1, $\cos \varphi$, f_1, β).

n — raportul frecvențelor f_2 și f_3

λ, ξ, A — mărimi auxiliare de calcul

U_{nm} — valoarea maximă a tensiunii nominale a întreruptorului încercat

U_v — valoarea maximă (în modul), respectiv valoarea de vîrf a tensiunii tranzitorii de restabilire

α_3 — amortismentul circuitului oscilant care se stabilește în circuitul de tensiune după deconectare

ω_3 — pulsația tensiunii tranzitorii de restabilire

$\nearrow$ — crește

$\searrow$ — scade

$\nearrow\!\!\searrow$ — crește și scade

$\cong$ — rămîne aproximativ constant

v_0 — viteza inițială de creștere a tensiunii de restabilire

a, b, c, d, e, f, K_0 — coeficienți de modelare

α, β_1, β_2, k — coeficienți de transformare din mărimi reale în mărimi-calculator

τ, $\bar{i}_3$, $\bar{i}_4$, $\bar{u}_A$, $\frac{d\bar{u}_A}{d\tau}$ $\bar{T}$, $\bar{U}_v$, $\bar{v}_0$, — mărimi-calculator

t, i_3, i_4, u_A, $\frac{du_A}{dt}$, T, U_v, v_0, — mărimi reale

Bibliografie

[1] *Slamecka, E.* Systeme syntetischer Prüfsaltungen. În: ETZ-A, vol. **18**, 9 sept 1963, p. 581–586.

[2] *Pánek, L.* și *Novotný, Vl.* Dvoufrekvenční nepřimé metody zkoušek vypinaču vvn. În: Elektrotechniky Obzor, nr. 8, 1961, p. 415–423.

[3] *Schektman, N.* Les méthodes d'essais synthétiques. În: RGE, vol. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 621–626.

[4] *Kopplin, H. și. Pflaum, E.* Zur Äquivalenz der synthetischen und direkten Prüfungen von Hochleistungsschaltern. În: ETZ-A, vol. **80**, nr. 5, 1963, p. 149–153.

[5] *Pflaum, E.* și *Slamecka, E.* Neue synthetische Prüfschaltung zur Prüfung von Hochleistrungsschaltern. Îna ETZ-A, vol. **82**, nr. 2, 1961, p. 33–38.

[6] *Mendes, A.* Determination des élémentes d'un schéma d'essais synthetique en vue de coutraindre le disjoncteur d'une façon donnée. În: RGE, vol. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 627–631.

[7] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967, 646 pag.

[8] *Macaire, M.* și *Aufeure, M.* Méthode de calcul de la tension transitoire aux bornes d'une disjoncteur sur un reseau à haute tension. În: RGE, vol. **74**, nr. 5, mai 1965, p. 457–470.

[9] *Korn, G.A.* și *Korn, T.M.* Electronic analog and hybrid computers. New York, Mc Graw Hill, 1964.

Intrat în redacție la 18.III.1969.

RECENZII

KRAIŢBERG, M. I., ŞIKUTI, E. V. — **Metode de reglare prin impulsuri a circuitelor de curent continuu cu ajutorul tiristoarelor.** (Impulsnîie metodî regulirovaniia ţepei postoiannovo toka s pomoşciu tiristorov). Moscova, Editura Energhia, 1969, 88 pag.

Lucrarea se ocupă de analiza aspectelor legate de folosirea convertizoarelor tiristorizate pentru reglarea circuitelor de curent continuu prin metoda impulsurilor. Autorii au analizat schemele principale ale convertizoarelor de tensiune cu tiristoare şi au obţinut formule de calcul pentru alegerea parametrilor acestor scheme, stabilind totodată şi criteriile pentru alegerea circuitelor de comandă. S-a examinat regimul de lucru al electromotoarelor în cazul reglării regimului lor de lucru prin impulsuri, atît în regim quasistaţionar, cît şi în regim tranzitoriu. Sînt arătate domeniile existente în prezent în care se foloseşte pe scară largă metoda reglării prin impulsuri (cap. I) şi sînt schiţate perspectivele folosirii în viitor a acestei metode (cap. V).

Pe lîngă aceste capitole, menţionate deja, lucrarea mai conţine alte 3 capitole. Capitolul II, intitulat „Convertizoare tiristorizate de tensiune continuă", se ocupă în primul rînd de delimitarea şi clasificarea convertizoarelor, şi anume în convertizoare reversive şi nereversive. Un accent deosebit este pus pe analiza detaliată a convertizorului cu 2 ramuri de comutaţie şi a convertizorului cu încărcarea suplimentară a condensatorului de comutare în funcţie de curentul prin sarcină. Un subcapitol aparte, deosebit de interesant, tratează problema performanţelor energetice ale convertizoarelor. În încheierea acestui capitol, se analizează influenţa inductanţei sursei de energie asupra proceselor din convertizoare

Capitolul III, împărţit în 4 subcapitole, se ocupă de procesele quasistaţionare în motoarele de curent continuu cu excitaţie independentă, de regimurile de frînare, precum şi de problemele legate de alegerea frecvenţei de excitaţie a electromotorului.

Capitolul IV este deosebit de interesant, fiind consacrat investigării proceselor tranzitorii în sistemul convertizor-motor cu ajutorul modelelor electronice. În primul subcapitol este discutată schema de bază a sistemului convertizor-motor cu excitaţie independentă care a fost studiat, iar subcapitolul următor este consacrat studiului acestui sistem pe baza modelării electronice, inclusiv a proceselor tranzitorii care au loc în sistem. Este oferită schema de structură a modelului electronic corespunzător sistemului de reglare prin impulsuri a vitezei de rotaţie a motorului cu excitaţie independentă, precum şi schema de structură a modelului electronic corespunzător sistemului de comandă prin impulsuri a frînării electrodinamice a motorului cu excitaţie independentă. Ultimul subcapitol analizează procesele tranzitorii care au loc în sistemul convertizor — motor de curent continuu cu excitaţie serie.

Din păcate, datorită volumului redus impus lucrării, autorii au fost puşi în imposibilitate de a dezvolta un domeniu atît de important, vast şi de actualitate, cum este cel al invertoarelor tiristorizate.

Bibliografia lucrării, cuprinde peste 50 de titluri dintre care unele sînt de dată recentă. Multe din aceste titluri bibliografice, alături de lucrarea de faţă pot fi de un real folos atît inginerilor electricieni, cît şi studenţilor din ultimii ani ai facultăţilor de electrotehnică şi electronică industrială pentru familiarizarea cu unele probleme specifice convertizoarelor cu tiristoare. Specialiştii vor avea nevoie însă de mult mai multe date practice decît cele oferite de lucrarea de faţă, pentru a efectua o proiectare independentă.

Ing. A. Silard

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.2.077.65–013.4

Philips Werner **„Problemele de comutaţie ce apar la motoarele de curent continuu cu jug statoric masiv şi cu alimentare prin convertizoare de curent".** (Kommutierungsprobleme bei stromrichtergespeisten Gleichstrommotoren mit massivem Ständerjoch) În: E.T.Z.A., t. **90**, nr. 5, 1969, p. 103–106; 4 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

Motoarele de curent continuu cu jug masiv alimentat prin convertizor de curent necesită în circuit o bobină de filtraj pentru reglementarea problemelor de comutaţie. Inductanţa bobinei de filtraj poate fi calculată ţinînd cont de limita superioară a armonicilor, de variaţia în timp a tensiunii de alimentare şi de inductanţa motorului electric. Limita superioară a armonicilor care pot apărea în circuit se determină experimental pe o serie de maşini asemănătoare şi se imprimă în cazul maşinilor de curent continuu în instalaţiile industriale.

Se trasează curbele de variaţie ale maşinilor determinate experimental şi se dau o serie de rezultate care se pot utiliza în practică.

A.C.

CZ 621.313.323:621.313.8

Volkrodt Wolfgang. **„Motoare sincrone cu excitaţie prevăzută cu magneţi permanenţi în regim de frînare".** (Dauermagnetterregte Synchronmotoren im Bremsbetrieb). În: ETZ-A **90**, nr. 5, 1969, p. 99–103, 4 fig., 3 ref. bibl.

Maşinile electrice avînd excitaţia prevăzută cu magneţi permanenţi se folosesc atît ca motoare cît şi ca alternatoare. Scurtcircuitînd bornele statorului şi utilizînd o rezistenţă de frînare corespunzătoare maşina dezvoltă un cuplu de frînare suficient în cele mai dificile situaţii de experimentare.

Datorită magneţilor permanenţi de care dispune maşina poate funcţiona independent fără a fi alimentată de la reţea.

Folosindu-se un motor de 0,55 kW se stabileşte curba de variaţie a momentului de frînare şi timpul de frînare care se compară cu cel rezultat din calcul. În aceste cazuri se obţin timpuri de frînare sub (0,1) secunde.

Utilizîndu-se o rezistenţă corespunzătoare sau condensatoare se poate obţine variaţia cuplului şi valoarea maximă a acestuia în funcţie de viteză.

În comparaţie cu alte procedee electrice de frînare maşinile cu magneţi permanenţi au un bilanţ al pierderilor net favorabil.

A.C.

CZ 621.313.333.2.016.1

Neuhaus Wilhelm şi Weppler Rudolf. **„Influenţa deschiderii ancoşelor asupra cuplului motoarelor asynerone trifazate cu cuşcă de veveriţă".** (Der Einfluss der Nutöffmungen auf den Drehmomentverlauf von Drehstrom-Asynchronmotoren mit käfigläufer). În: E.T.Z,A, t. **90** (1969) nr. 8, p. 186–191; 9 fig., 1 tab; 10 ref. bibl.

Deschiderea ancoşelor rotorului şi statorului influenţează armonicele de curent ale rotorului şi în special cele ale statorului.

Totodată se remarcă o influenţă sensibilă şi asupra cuplului asincron al maşinii.

Se arată că influenţa deschiderilor de ancoşe situate pe rotor şi stator poate fi pusă în evidenţă folosindu-se teoria

clasică a cîmpurilor învîrtitoare dacă în relaţiile cunoscute se înlocuieşte pătratul factorului normal de cuplaj prin produsul rezultant a doi factori de cuplaj special.

Totodată se multiplică expresiile cunoscute ale relaţiilor de funcţionare ale maşinilor electrice cu reactanţa ocazionată de cîmpul principal. Partea teoretică a lucrării este însoţită de o serie de diagrame privind variaţia diverselor mărimi ale maşinilor intervenite în experimentările efectuate.

A.C.

CZ 621.313.333.2:621.313.17

Victorri, M. (Grenoble). **Motor liniar de inducţie** (Lineare Induktionsmotoren). În: ETZ-B, nr. 23, 1969, p. 535—540, 13 fig. 3 grafice.

Motoarele liniare de inducţie se bazează pe acelaşi principiu ca şi motorul asincron cu rotorul-colivie. Datorită însuşirilor sale speciale, motorul liniar îşi găseşte numeroase utilizări în tehnica transporturilor, a acţionărilor mecanice etc. Cunoscut încă de la sfîrşitul secolului trecut, el face obiectul lucrărilor unor profesori din Manchester, Londra şi Grenoble abia în jurul anului 1960. Motorul transformă energia electrică în energie mecanică în sensul că aceasta din urmă poate fi utilizată nemijlocit pentru o mişcare de translaţie. Partea primară (inductorul) e format dintr-o serie de inductoare multifazate, iar cea secundară dintr-o fişie de metal conductor (aluminiu sau cupru), în care se formează curenţii turbionari ca la motorul asincron. În întrefier (de data aceasta rectiliniu) se produce un cîmp magnetic sinusoidal avînd o viteză sincronă faţă de acest cîmp magnetic. Datorită alunecării se produce o forţă între indus (format dintr-o fişie de metal conductor) şi inductor, astfel că ori unul (inductorul) ori celălalt (indusul) execută o mişcare de translaţie avînd o viteză mai mică decît cea sincronă. Există motoare liniare simple cu inductorul primar pe o singură parte a fişiei indus şi motoare duble, la care fişia-indus are inductoare primare pe ambele părţi. De la caz la caz este indicată utilizarea unuia dintre aceste două tipuri de motoare.

Sînt discutate apoi diferenţele caracteristicilor de funcţionare ale motorului, în funcţie de grosimea fişiei indusului şi de mărimea întrefierului, arătîndu-se în consecinţă şi variaţia posibilităţilor de utilizare, ţinînd seamă şi de cele trei metode de frînare: inversarea polilor, suprapunerea unui curent continuu şi creşterea vitezei peste punctul în care alunecarea = 0, adică peste viteza sincronă.

Trecîndu-se la utilizările practice se arată aşa-zisul „Linérail", unde vagonete purtînd inductoare, circulă pe un indus continuu sau un alt sistem, la care pe şina-suport sînt fixate inductoarele, iar vagonetele care circulă pe deasupra, au fundul format din plăci conductoare plate, jucînd rolul de indusuri. Urmează un aerotren circulînd pe strat de aer, care se construieşte actualmente în Franţa pe o distanţă de 3 km cu titlu de încercare, avînd o viteză de 200 km/oră şi spaţiu pentru 50 de pasageri. Ca ultim exemplu se dă trenul „Urba" care — după experienţele reuşite în 1968 — va fi introdus, după toate probabilităţile, ca mijloc de transport public în Lyon.

Gh. C.

CZ 621.313.333.2.016.1:621.314.27

Naunin Dietrich: **„Calculul cuplului unei maşini asincrone alimentată cu curenţi rectangulari"** (Berechnung des Drehmomentverlaufs einer Asynchronmaschine bei Speisung mit Rechtechströmen). În: E.T.Z.A., tom **90**, nr. 8, 1969, p. 179—182, 6 fig. 5 ref. bibl.

Se expune un procedeu care permite determinarea modului de variaţie a cuplului unei maşini asincrone alimentată cu curenţi rectangulari.

Pentru o maşină electrică cu caracteristica de magnetizare liniară cuplul este determinat cu ajutorul unui calculator numeric.

Se arată care este influenţa caracteristicei de magnetizare neliniară a maşinilor sincrone şi modul în care se ia în consideraţie această influenţă. Se prezintă ecuaţiile ce leagă curenţii de alimentare de fluxul produs în maşină şi se fac consideraţii asupra inductanţelor circuitului echivalent al maşinii sincrone studiate.

Partea teoretică este însoţită de descrierea experienţelor efectuate în care se arată cum s-a procedat la determinarea prin măsurători a parametrilor funcţionali ai maşinii sincrone.

Rezultatele sînt consemnate sub formă de curbe ce pot fi folosite în diverse situaţii în care apar asemenea tipuri de alimentări cu energie a maşinilor sincrone.

A.C.

Jayawant, B. V. şi Parr, P. J. **Utilizarea în automatizări a motoarelor asinerone cu rotor în formă de pahar** (Sleeve-rotor induction motors for control applications). În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, nr. 7, 1969, p. 1 103—1 114, 12 fig., 8 ref. bibl.

Motorul asincron bifazat cu rotor în formă de pahar este larg folosit în diversele sisteme automate, atît datorită caracteristicilor electromecanice favorabile, cît şi a momentului de inerţie mic.

Spre deosebire de cazurile citate în literatura unde puterea acestor maşini se găseşte în domeniul waţilor, realizarea autorilor atinge 4 kW, lărgind astfel domeniul lor de utilizare.

Sînt prezentate două tipuri constructive — pahar simplu şi pahar din material feromagnetic. Problema plan paralelă se rezolvă în coordonate carteziene, bidimensionale, găsindu-se în ipoteza unei pînze de curent statorice; de amplitudine maximă constantă, potenţialul magnetic vector, cîmpul magnetic, curenţii şi cuplul electromagnetic. Pe baza acestor mărimi se defineşte o impedanţă intrinsecă a maşinii. Este calculată constanta de timp electromagnetică a maşinii (timpul de pătrundere al cîmpului), constantă de timp ce se găseşte în acelaşi ordin de mărime cu cea mecanică.

Se prezintă funcţionarea unei astfel de maşini într-un sistem automat cu o înfăşurare de excitaţie şi una de comandă. Se demonstrează că pentru maşini mari, funcţionînd ca servomotoare, condiţia $\tau\omega \leqslant 1$ nu mai este restrictivă, randamentul îmbunătăţindu-se substanţial. Se predetermină caracteristicile maşinii şi sînt comparate cu cele experimentale, obţinîndu-se o concordanţă satisfăcătoare.

În concluzie, autorii recomandă maşina pentru a fi utilizată în aplicaţii unde se impune un moment de inerţie scăzut şi un timp mic de pornire.

R.M.

Jackson, W. şi Winchester, L. **Circuitele echivalente directe şi în cuadratură ale turbogeneratoarelor cu rotor masiv.** (Direct and quadratur-axis equivalent circuits for solid-rotor turbine generators). În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, nr. 7, 1969, p. 1 121—1 136, 25 fig., 15 ref. bibl.

Performanţele turbogeneratoarelor cu poli masivi în timpul proceselor tranzitorii sînt efectuate de curenţii induşi în fierul rotoric, în barele de amortizare şi în înfăşurările de excitaţie. Determinarea unui circuit echivalent al rotorului masiv al generatorului sincron are o importanţă deosebită şi permite predeterminarea funcţionării maşinii în alte regimuri decît cele normale.

Autorii fac o trecere în revistă a metodelor utilizate:

— mediu liniar, spaţiu infinit, problemă plan paralelă, cîmp magnetic sinusoidal;

— mediu neliniar, spaţiu infinit, problemă plan paralelă, cîmp magnetic sinusoidal, caracteristica de magnetizare dreptunghiulară, cîmpul electric deformat, putere electromagnetică transmisă numai pe prima armonică.

Avînd la dispoziţie un calculator numeric de mare capacitate, autorii iau în consideraţie fiecare element rotoric separat. Se determină efectul fiecărei bare a înfăşurării de amortizare şi a înfăşurării de excitaţie, rezolvînd pentru mediul neliniar problema plan paralelă. Este astfel obţinut circuitul echivalent în T pentru fiecare crestătură în parte şi unindu-le se realizează aşa-numita „reţea în scară".

Se obţin astfel două circuite echivalente separate pentru cele două axe d şi q. Pe baza lor se pot determina cu suficientă precizie performanţele maşinii, performanţe calculate şi verificate experimental pe mai multe tipuri de maşini.

R.M.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.572.001.3

Donskoi, A. V., Kulik, V. D. **Analiza regimului de lucru al invertorului cu contra-tiristoare** (Analiz raboti invertora s obratnîmii upravliaemîmii ventiliamii). În: Elektrotehnika (URSS), nr. 12, 1969, p. 23—26, 8 fig. 3 ref. bibl.

Se analizează un invertor serie clasic cu 2 tiristoare principale, care lucrează în regim oscilant. În locul contradiodelor, acest invertor foloseşte contra-tiristoare, care se amorsează în momentul trecerii curentului de sarcină prin valoarea zero şi care permit funcţionarea invertorului la frecvenţe ridicate. În anodul şi catodul tiristoarelor principale sînt introduse inductanţe suplimentare.

Pe baza schemelor echivalente ale circuitului de forţă, pentru fiecare moment specific şi distinct al ciclului de funcţionare al invertorului, autorii au efectuat o analiză detaliată a proceselor de bază şi au obţinut o serie de relaţii analitice interesante. Din aceste expresii reiese clar influenţa inductanţelor de comutaţie asupra parametrilor principali ai invertorului studiat: curentul de sarcină, curentul prin tiristoare, timpul de restabilire a capacităţii de blocare al tiristoarelor etc. Pe baza acestor ecuaţii, precum şi a graficelor şi dependenţelor funcţionale prezentate în lucrare, se pot determina relativ uşor parametrii principali ai circuitului de forţă al invertorului, ţinîndu-se seamă de influenţa inductanţelor suplimentare introduse în circuitul tiristoarelor.

Conectarea unei inductanţe cu priză mediană între anodul unuia dintre tiristoarele principale şi catodul celuilalt, duce nu numai la limitarea vitezei de creştere a curentului şi a supracurenţilor la comutare, dar în acelaşi timp face posibilă micşorarea vitezei de creştere a tensiunii directe pe tiristoare prin conectarea în paralel pe acestea a grupurilor de protecţie RC, fapt ce este dovedit prin oscilogramele prezentate în lucrare. Pe lîngă aceasta, prezenţa inductanţelor liniare în circuitul anodic al tiristoarelor, facilitează legarea lor în paralel şi contribuie la o scădere substanţială a pierderilor în tiristoare la frecvenţe înalte, pierderi ce se datoresc existenţei acestor grupări de protecţie RC.

În încheiere, autorii pledează pe exemplul concret al unora din avantajele principale ale invertorului studiat, pentru folosirea contra-tiristoarelor în invertoarele de curent, care operează la frecvenţe înalte. Toate rezultatele şi raţionamentele efectuate rămîn valabile şi pentru cazul invertorului serie, care foloseşte 4 tiristoare principale.

A.S.

CZ 621.314.632.001.5

Efremov, I. S. Vliianiie skorostii narastaniia priamovo napriajeniia na napriajeniie perekliuceniia moşcinîh tiristorov. **(Influenţa vitezei de creştere a tensiunii directe asupra tensiunii de comutare a tiristoarelor de putere).** În: Elektrotehnika (URSS), nr. 12, 1969, p. 6—8, 4 fig.

Se prezintă rezultatele investigaţiilor experimentale vizînd problemele legate de viteza maxim-admisibilă de creştere a tensiunii directe pe tiristoarele de putere de fabricaţie sovietică de tipul UPVKL cu un curent nominal de 50—150 A, la diverse temperaturi ale structurii semiconductoare (+20° C ÷ + 120 °C) şi la valori diferite ale tensiunii aplicate pe dispozitivul pnpn. De asemenea, este examinată eficacitatea unor metode de mărire a vitezei de creştere a tensiunii directe pe tiristor. Este discutată schema de măsură folosită pentru investigarea influenţei vitezei de creştere a tensiunii asupra tensiunii de comutare a tiristorului.

Experienţele au arătat că viteza-limită de creştere a tensiunii directe pe tiristor la temperatura maximă de lucru este pentru tiristoarele de tipul UPVKL de 25 V/μs. În cazul unei forme exponenţiale ale frontului tensiunii directe pe tiristor, timpul critic de creştere la temperatura de + 20°C este în medie de 10 μs, ceea ce corespunde unei constante de timp a creşterii tensiunii de aproximativ 2—3 μs. Viteza maxim-admisibilă de creştere a tensiunii directe depinde într-o măsură considerabilă de amplitudinea tensiunii directe aplicate pe dispozitivul semiconductor pnpn. Astfel, s-a constatat că în cazul micşorării de 2 ori a tensiunii directe aplicate pe tiristor, în comparaţie cu tensiunea maxim-admisibilă dată în catalog, viteza maxim-admisibilă de creştere a tensiunii directe pe tiristor poate creşte pînă la valoarea de 1500 V/μs (la + 100°C).

Experienţele au demonstrat că aplicarea unei tensiuni negative de polarizare pe poarta tiristorului (de 0 ÷ — 5 V) măreşte viteza maxim-admisibilă de creştere a tensiunii directe pe tiristor la 200+300 V/μs (la + 120 °C). De asemenea, şuntarea joncţiunii pn J_3 dintre poartă şi catod cu o rezistenţă de 30 + 60 ohmi măreşte viteza maxim-admisibilă de creştere a tensiunii directe la 1500 V/μs (la +90 °C).

A.S.

CZ 641.315 *Cabluri. Conductoare*

CZ 621.315.3.004.92: 621.316.35.004.92

Bachl, H. Caracterizarea prin culori a conductoarelor izolate şi neizolate (Farbenkennzeichnung isolierter und blanker Leiter). În: ETZ-B, nr. 20, 1969, p. 476—479.

Toate discuţiile comisiilor VDE şi FNE din ultimii ani nu au reuşit pînă acum să ajungă la o concluzie comună în privinţa culorilor, care caracterizează conductoarele electrice. Deoarece şi organizaţiile internaţionale au publicat recomandări, în care de multe ori opiniile diferă, s-a hotărît ca o grupă de lucru a Comitetului Tehnic 16 din CEI să realizeze o coordonare în această privinţă.

După o comparaţie a diferitelor prescripţiuni existente în privinţa coloraţiei conductoarelor şi o discutare critică a acestor prescripţiuni urmează schema unei reţele de deservire cu două variante a culorilor conductoarelor principale şi secundare. Marcajul prin culori a conductelor este redat apoi detaliat într-un tablou, care ţine seamă atît de concluziile, la care s-a ajuns în conferinţele de specialitate din Germania precum şi în congresele internaţionale. Într-un al doilea tablou găsim recomandările internaţionale, care urmează să formeze baza discuţiilor la lucrările grupei de lucru a Comitetului Tehnic 16 CEI.

Urmează cîteva observaţii asupra conductoarelor neizolate, arătîndu-se că pînă în prezent nu au avut loc consfătuiri internaţionale, în care să fie discutate marcajele conductoarelor exterioare şi a polarităţilor şi că nu există nici recomandări în acest sens, dar că în orice caz trebuie interzis în viitor sistemul, după care marile întreprinderi de furnizare a energiei electrice din Germania îşi au propriile culori de marcare a conductoarelor.

După o prezentare a situaţiei privind culoarea conductorului „ZERO" în exploatare sau pentru protecţie, autorul încheie cu cîteva consideraţii privind rolul, pe care îl are în practică marcajul prin culori a conductoarelor electrice.

GH.C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.083.389

× × × **Metrologia electrică** (La métrologie électrique). În: Revue Générale de l'Électricité, tom **78**, nr. 4, apr 1969, p. 379 — 410.

Pe cuprinsul a şase articole de specialitate se arată principalele probleme teoretice şi practice ale metrologiei electrice, insistîndu-se îndeosebi asupra măsurării precise a puterii şi asupra etalonării aparatelor atît pentru frecvenţa industrială cît şi pentru frecvenţe înalte. Rezumatul şi titlul materialelor privitoare la metrologia electrică se prezintă astfel:

1. *Morren, L.* Măsurarea precisă a puterii în curent alternativ (La mesure précise de la puissance en courant alternatif).

Pentru a face faţă exigenţelor cerute în prezent în diverse domenii de măsură — autorul arată că s-a pus la punct o instalaţie cu un grad de precizie ridicat în ceea ce priveşte măsurarea puterii în curent alternativ. Asemenea performanţe se pot obţine cu wattmetre electrodinamice într-o instalaţie verificată, cu precizie, cu ajutorul metodelor de tip zero sau de tip potenţiometric. Se ajunge la două schems utilizate în diverse experimentări care sînt descrise în articol.

2. *Elnékavé, N.* Etaloanele absolute şi determinarea unităţilor electrice (Les étalons absoluts et la détermination des unites électriques).

Se trec în revistă principalele noţiuni şi definiţii ale unităţilor absolute. Se arată modul de determinare a următoarelor unităţi : amper, volt, ohm, farad etc. Se descrie aparatajul folosit pentru determinarea acestor unităţi.

3. *Knasp, R.*, Etalonările în curent continuu şi la frecvenţă joasă (Les étalonnages en courant continu et en basse fréquence).

Se trece în revistă metodologia etalonărilor în curent continuu şi la frecvenţă joasă subliniindu-se aspectele practice intervenite în diverse instalaţii industriale sau semiindustriale. Se prezintă stadiul cercetărilor din literatură şi cele efectuate în cadrul unor laboratoare specializate pentru asemenea tipuri de măsurători.

4. *Blouet, J.* Metrologia la înaltă frecvenţă (La métrologie en haute fréquence).

Extinderea metrologiei electrice în domeniul frecvenţelor înalte a necesitat punerea la punct a metodelor de măsură cunoscute sau folosirea de metode noi. Se descriu trei experienţe efectuate de autor cu diferite metode pentru determinarea unităţii de 1 volt în banda de frecvenţă de 1 MHz pînă la 50 MHz, etalonarea impedanţei caracteristice a unui circuit cuprinsă între 50 şi 600 Ω în banda de frecvenţă de 0,1 MHz pînă la 5 MHz şi determinarea unei puteri de 100 mW în benzile de frecvenţă (8,2 GHz — 12,4 GHz) şi (12,4 — 18 GHz).

5. *Denègre, G.* Cercetarea în metrologie (La recherche en métrologie).

După prezentarea problemei se arată stadiul cercetărilor în diferite probleme de bază ale metrologiei şi se enumeră problematica ce reţine atenţia diverselor laboratoare metrologice din domeniul electricităţii. Printre aceste probleme se comentează : definiţia secundei, cunoaşterea vitezei de propagare a luminii, cunoaşterea indicilor de refracţie a diferitelor medii etc.

6. *Ney, G.* Reflexii pe marginea congresului de metrologie (Réflexions en marge du Congrès de metrologie).

Se prezintă problemele de bază care apar în privinţa metodelor adecvate de măsură şi a materialelor care se folosesc în fiecare caz considerat. Se fac recomandări în ceea ce priveşte tehnologia materialelor din care se construiesc aparatele de măsură. Se fac consideraţii asupra metodelor elementare şi a celor probabilistice pentru determinarea erorilor ce intervin în diverse cazuri practice. Se descriu o serie de instalaţii care servesc pentru etalonarea aparatelor cu materiale noi şi se arată că rezultatele obţinute cu noile idei puse în aplicaţie sînt de natură să reţină atenţia specialiştilor în domeniul proiectării, construcţiei şi exploatării aparatelor de măsură.

A. C.

CZ 621.317.2–182 : 5

Burger I. **Noua maşină de măsurare a FKH** (La nouvelle voiture de mesure de la FKH). În : Bull. ASE, **60**, nr. 11, 1969, p. 477 — 481, 8 fig.

Se prezintă o nouă instalaţie de încercări (montată pe un microbuz), destinată studiului fenomenelor tranzitorii în reţelele de înaltă tensiune. La alegerea soluţiei trei puncte principale au fost luate în considerare : mobilitatea, posibilitatea de a circula ca turism, motor suficient de puternic pentru a putea remorca o sarcină de circa 2 t. Cu tot spaţiul relativ redus, dispunerea corectă a echipamentului, conferă acestei instalaţii posibilităţi multiple de măsurare.

În scopul evitării unei puneri la pămînt suplimentare, alimentarea cu energie electrică se efectuează printr-un transformator de separaţie de 10 kV. Cablurile de alimentare izolate special sînt dispuse pe un panou central, de la care se repartizează la diversele puncte de încercare. Dintre dispozitivele mai importante de înregistrare menţionăm : oscilograful cu opt bucle (cu viteză maximă de derulare a hîrtiei de 15 m/s şi bucle de frecvenţe pînă la 4 kHz), osciloscop catodic pentru fenomene de impuls (ecranare specială, obiectiv de reducere a imaginii, luminozitate reglată simultan cu „fenomenul"), comutatorul program construit pe un principiu mecanic (10 canale, preselecţie, circuite flip-flop, dispersie ± 5 μs). O schemă electrică din care să rezulte posibilităţile de utilizare, este prezentată în lucrare ; de asemenea, modul în care s-a organizat în maşină spaţiul necesar afectat camerei obscure şi dotarea necesară.

Fl. T.

CZ 621.319 *Condensatoare*

CZ 621.319.4 : 537.226.3

Kostenko, E. M. **Cu privire la calculul pierderilor de energie în condensatoare.** (K rasciotu poteri energhii v nakopitelnih kondensatorah). În : Elektricestvo, nr. 11, 1969, p. 79 — 82, 2 fig., 2 tab., 5 ref. bibl.

Articolul este consacrat calculului pierderilor de energie în condensatoare, care lucrează în regim de încărcare lentă şi descărcare rapidă. Forma de undă a tensiunii pe condensator la descărcare depinde de parametrii circuitului de descărcare şi este fie o funcţie exponenţială (cazul descărcării aperiodice) fie o oscilaţie sinusoidală amortizată (cazul descărcării oscilante). Autorul foloseşte două metode în cadrul analizei efectuate : descompunerea în serii Fourier şi metoda înlocuirii echivalente. Ambele metode permit, după cum reiese din articol, să se calculeze puterea disipată în condensator în regim de impulsuri cu aceeaşi exactitate. Dispersia datelor obţinute pe cale experimentală şi teoretică nu depăşeşte în ambele cazuri 15%.

Se recomandă pentru cazurile practice folosirea metodei înlocuirii echivalente pentru calculul pierderilor în condensatoare ce operează în regim oscilant, deoarece această metodă este la fel de exactă ca şi metoda descompunerii în serii Fourier, fiind în acelaşi timp mult mai puţin laborioasă. Autorul aminteşte că în cazul folosirii acestei metode pentru calculul pierderilor în condensatoare, este necesar să se cunoască valoarea lui tg δ a dielectricului numai la frecvenţa de descărcare a condensatorului.

A. S.

CZ 621.319.53

Baumann, W. **Experienţe obţinute cu generatoare de impuls de 2,4 MV în aer liber, în staţia de încercare FKH în perioada 1958 — 1967** (Erfahrungen mit dem 2,4 MV Freiluft-Stossgenerator der Versuchstation Däniken der FKH 1958 — 1967). În: Bull. ASE, **60**, nr. 10, 1969, 429 — 435, 10 fig.

Construcţia unor generatoare de impuls de tensiune destinate a funcţiona în mediu exterior, constituie o preocupare a marilor laboratoare. Articolul îşi propune a prezenta cîteva construcţii realizate de specialiştii elveţieni şi experienţa acumulată începînd din anul 1958, cînd un generator de impuls de tensiune, tip exterior, a intrat în funcţiune. Această construcţie, ridicată pe o fundaţie de 3,3 × 5,7 m, dispune de 16 etaje, 2,4 MV, 50 kWs energie şi 150 kV tensiunea pe etaj.

Se descrie pe larg soluţia dată în ceea ce priveşte alegerea condensatoarelor ca şi a rezistenţelor serie sau paralel, instalaţiei de redresare, eclatoarelor de etaj, continuînd cu prezentarea noilor construcţii şi în principal soluţiile date pentru separarea acestora de acţiunea mediului exterior.

Metodele prin care este ameliorată siguranţa în funcţionare, se bazează în special pe închiderea generatoarelor în întregime în cilindri de protecţie din poliesteri, care asigură o perfectă etanşeitate. O climatizare parţială poate fi prevăzută în cazurile dorite.

Fl. T.

CZ 621.35 *Electrochimie*

CZ 621.356 : 621.355.8

Monneret, B., Plessix, M. şi Courtot, I. P. **Baterii de acumulatoare nichel-cadmiu pentru alimentarea baloanelor meteorologice** (Batteriers d'accumulateurs nichel-cadmium pour alimentation de ballons météorologique). În : Revue Générale de l'Électricité, t. 78, nr. 4, apr 19, p. 371 — 378.

Se descrie noul tip de baterie nichel-cadmiu. Fiecare element denumit „Modul EOLE" este înfăşurat în plastic

fiind fixat pe un cilindru de polistiren expandat. Bateriile studiate au fost puse la punct în vederea funcţionării în condiţii severe de temperatură. La asemenea situaţii se mai adaugă o rezistenţă mecanică mare. Alimentarea cu energie a baloanelor nu pune probleme grele în condiţiile folosirii bateriilor de cadmiu-nichel.

Bateriile de tip „EOLE" pot funcţiona între + 40°C şi —60°C, au o capacitate de 1 (Ah) la —40°C în regim de descărcare de 10 mA cu posibilitatea opririi descărcării cînd tensiunea devine egală cu 1 V.

Între + 40° C şi —30° C regimul de încărcare cu 33 mA durează 12 ore. În articol se descriu elementele componente ale acumulatorului „EOLE" insistîndu-se asupra detaliilor. Performanţele electrice şi mecanice pentru domeniile de variaţie a temperaturii sînt comentate indicîndu-se limitele de variaţie sub forma analitică şi grafică.

În concluzie se prezintă perspectiva ce o au asemenea tipuri de baterii ţinîndu-se seamă şi de rezultatele practice favorabile obţinute de autori în diverse aplicaţii.

A. C.

CZ 621—52 *Conducerea maşinilor. Organe de comandă automate*

CZ 621—52:669:681.325

F l e i s c h m a n n, W. **Voraussetzungen zur Prozessautomatiesierung im Sauerstoffaufblasstahlwerk.** În: Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1968;

B ü s c h e r, W. şi M e i s s n e r, H. D. **Die elektrischen Einrichtungen für das Stahlwerk des Hüttenkombinats Gheorghiu-Dej in Galatz (Rumänien).** În: Siemens Zeitschrift, nr. 3, 1969.

(Despre automatizarea procesului de producţie la Combinatul siderurgic din Galaţi prin calculatoare electronice).

În combinatele siderurgice, în special în acelea cu suflare de oxigen, automatizarea procesului de producţie prin calculatoare electronice digitale, a făcut însemnate progrese. Deşi nu s-au obţinut soluţii optime pentru toate problemele ivite, totuşi s-au putut definitiva orientări în ceea ce priveşte conducerea procesului de producţie. Mijloacele tehnico-instrumentale permit mai multe reţete utilizabile în privinţa automatizării procesului de producţie.

Actualelor calculatoare electronice digitale nu le sînt limitate, practic, posibilităţile de folosire în procesele de producţie; asupra concepţiei şi extinderii automatizării hotăreşte instrumentaţia de măsură şi reglaj legată de instalaţia respectivă. Aşa, de exemplu, un dispozitiv de măsură lucrînd sigur şi continuu, avînd ca scop măsurarea directă a temperaturii băii de oţel, precum şi a indicării curente a conţinutului de carbon al şarjei, deschide noi posibilităţi pentru instalaţia electronică de calcul. Aceste posibilităţi au fost aplicate la Combinatul siderurgic din Galaţi, obţinîndu-se desfăşurarea optimă a procesului de fabricaţie, printr-o instalaţie amplă de control, care permite conducerea exploatării dintr-un punct de comandă central.

Inginerul conducător de schimb are la dispoziţie, pentru conducerea optimă a procesului de topire, o instalaţie electronică de calcul cu un calculator Siemens 303 din sistemul Siemens 300.

Pentru rezolvarea problemelor organizatorice şi statistice ale producţiei se foloseşte un al doilea calculator de tipul Siemens 303 care, în caz de perturbarea primului calculator, preia problemele calculatorului principal, într-un cadru mai restrîns, însă fără întreruperea procesului de fabricaţie.

Postul central de comandă precum şi saşa care adăposteşte calculatorul se găsesc într-o clădire separată de oţelărie. La pupitrul de comandă sosesc toate informaţiile privind evoluţia procesului de producţie.

În afară de instalaţiile de transmitere a informaţiilor se mai găsesc şi aparate de recepţie şi emisie, pentru comunicare cu instalaţiile de calcul electronic ale procesului de producţie, precum şi cu alte standuri de conducere. Pentru uşurarea muncii inginerului şef de schimb, se foloseşte o instalaţie de supraveghere, care colaborează cu instalaţia electronică de calcul, permiţînd o comparaţie permanentă şi continuă între desfăşurarea procesului de producţie în curs, şi procesul ideal, care ar trebui să aibă loc. O serie de indicatoare cifrice indică valorile practice obţinute de la şarjele anterioare pentru fiecare interval al procesului de suflare, ca de exemplu valoarea duratei optime. Dedesubtul acestui şir de instrumente se indică valorile tehnice ale şarjei aflate în curs de desfăşurare. Diferenţa acestor valori este o indicaţie cum să se acţioneze în vederea îmbunătăţirii desfăşurării şarjei.

Aparatele înregistratoare din postul de comandă central elaborează rapoarte asupra procesului de turnare şi fixează scriptic contramăsura luată.

Pentru o mai bună vizibilitate, diferitele grupe de aparate sînt concentrate pe pupitre şi panouri prin scheme oarbe. Toate comenzile date privind procesul de fabricaţie sînt semnalizate acolo.

Pornirea convertizoarelor are loc individual şi este comandată din postul de comandă respectiv, care este împărţit în trei părţi, dictate de caracteristici funcţionale. În partea de mijloc este un înregistrator de protocoale, care obţine informaţiile primite din postul de comandă central şi le tipăreşte. Personalul din postul de conducere al convertizorului are posibilitatea, pe baza informaţiilor primite, să influenţeze mersul convertizorului şi să comunice modificările introduse, prin înregistratorul de protocoale, postului de comandă central. La partea stîngă a pupitrului sînt indicatoarele şi elementele de acţionare ale procesului de suflare, iar la partea dreaptă acelea necesare alimentării cu substanţe adiţionale.

Concepţia de bază pentru întregul combinat siderurgic precum şi execuţia părţilor componente care, după cum se accentuează în articolele indicate, au stat „în mîinile tehnicienilor români", s-au dovedit după terminarea execuţiei întregului proiect ca foarte bune, iar planificarea montajului făcută de aceiaşi tehnicieni români, în urma unei analize minuţioase, a permis ca toate secţiile combinatului să fie puse în exploatare conform programului.

A. V.

CZ 628.973 *Iluminatul de demonstraţie şi estetic*

CZ 628.973.3:688.742.5

M a c k e, R. Iluminatul modern al scenelor de teatru (Moderne Bühnenbeleuchtung). În: ETZ-B, nr. 21, 1969, p. 480—483, 6 fotogr.

După un istoric al acestui domeniu de iluminat, sînt tratate sursele şi corpurile de iluminat ale unei scene de teatru iluminatul suprafeţelor orizontale, efectele obţinute prin lumină etc.

Se insistă asupra comenzilor complet electrice a intensităţii luminoase, asupra utilizării pe scene mai mici a comenzilor prin tiristori cu ajutorul pupitrelor cu „Tehnica-mozaic".

Se arată cum încă în antichitate se încerca efectul de lumină pe scenă cu ajutorul făcliilor, cum în evul mediu s-a trecut la lămpi cu ulei mascate faţă de spectatori. Trecîndu-se apoi la iluminatul cu gaz, care oferea mai multe posibilităţi, a apărut în 1881 pentru prima oară iluminatul electric al scenei, adică doar la doi ani după descoperirea lămpii electrice. Reglajul se realiza la început chiar de la generatoare, trecîndu-se apoi la rezistenţe şi mai tîrziu la transformatoare de reglaj sistem Gordoni (prin anul 1929). Economia de spaţiu a condus mai tîrziu la reglajul complet electric. După o descriere sumară a iluminatului orizontal şi vertical al scenei se insistă asupra marilor avantaje, pe care le prezintă iluminatul fluorescent la realizarea orizontului: reducerea puterii consumate la 5% faţă de lămpile incandescente, reducerea căldurii produse pe scenă etc.

Pentru iluminatul de efect, care scoate în relief anumite persoane sau părţi din scenă sînt utilizate reflectoare instalate în diferite părţi ale scenei sau ale sălii de spectacol. Se folosesc în acest scop fie lămpi incandescente de 100—5000W — de preferinţă, în interesul obţinerii de lumină a zilei, la tensiunea de 24 V — fie lămpi de înaltă presiune „Xenon" cu posibilitatea de a concentra sursa luminei (foarte apropiată de cea naturală) în puncte cît mai mici. Introducîndu-se în balonul lămpii un element halogen (de ex. iod), se obţine în plus evitarea depunerii de wolfram pe balonul lămpii şi deci înnegrirea acesteia.

Tuburile Peschel au fost înlocuite cu conducte NYY cu cîte 3 sau 5 circuite. Pentru reglajul intensității luminoase sînt utilizate actualmente dispozitive complet automate — descrise în detaliu în articol și compuse în principiu din potențiometre, transformatoare de reglaj și amplificatoare, concentrate toate într-o cameră de comandă aflată în fundul sălii de spectacol, unde este montat și dispozitivul pentru deservirea iluminatului orchestrei și al sălii de spectacol precum și aparatajul de concentrare a mai multor efecte într-o singură comandă.

S-au introdus și aci benzile perforate, care conțin toate comenzile unui act sau ale unei piese întregi. Ca amplificatoare se utilizează atît cele magnetice cît și semiconductoarele.

Pentru instalații mai mici (transportabile) s-a introdus sistemul de comandă „mozaic" la pupitrele de comandă, care — avînd forma unui pupitru — permite adăugarea ulterioară a unui număr limitat de elemente de comandă.

GH.C.

ANIVERSĂRI

Nicolae Vasilescu-Karpen
(1870–1964)

Se împlinesc anul acesta, la 28 noiembrie, 100 de ani de la nașterea aceluia care a fost inginerul și fizicianul Nicolae Vasilescu-Karpen, primul profesor de Electricitate și Electrotehnică la vechea „Școală de Poduri și Șosele" (1905—1920)" devenită în 1920, prin strădania sa „Politehnica din București" al cărei Rector și Profesor la aceeași catedră, a fost timp de 20 de ani, pînă la retragerea sa la pensie.

Evenimentul acestui „Centenar" va fi comemorat și pe plan internațional în cursul anului, în cadrul marilor aniversări culturale pentru anul 1970 sub egida Unesco.

În afara activității didactice, la catedra de Electricitate și Electrotehnică, pe care a deținut-o timp de 35 de ani, în decursul cărora a format acea pleiadă de ingineri electricieni care au pus bazele industriei electricității și industriei electrotehnice în țara noastră, Vasilescu-Karpen a fost un deschizător de drumuri noi în știință și tehnică, dînd la iveală un număr de 84 lucrări științifice originale, în cele mai variate domenii ale științei și care se referă la fenomene noi descoperite, sau la explicarea unor fenomene cunoscute, dar care n-au fost încă explicate sau au fost greșit interpretate.

Această remarcabilă activitate științifică cuprinde după cum am menționat, aproape toate domeniile științelor naturii : elasticitate, aerodinamică, termodinamică, atomistică, teoria cinetică, electromagnetism și electrotehnică, telegrafie și telefonie, electrochimie și chimie fizică, geofizică, biologie.

Vom prezenta în cele ce urmează, numai acea parte a lucrărilor sale care se referă la electromagnetism și electrotehnică, precum și la electrochimie, lăsînd ca lucrările în celelalte domenii să fie prezentate și analizate de alți specialiști. Trebuie să remarcăm de la început, că o parte din lucrările lui Vasilescu-Karpen au reprezentat la timpul apariției lor, rezultate noi, originale, în probleme nerezolvate la acea epocă. Aceste lucrări devenite clasice au trecut în cadrul achizițiilor definitive ale științei și tehnicii, pe plan mondial, în timp ce alte lucrări ale sale, depășind stadiul științei din epoca în care au apărut, au trecut neobservate sau criticate de pe poziții conformiste. Astăzi, tezele unora dintre aceste lucrări au devenit actuale și adevărurile pe care le conțin, încep a fi recunoscute pe plan mondial.

Vom începe deci prin a prezenta în mod cronologic lucrările în domeniul electromagnetismului și electrotehnicii și contribuțiile esențiale pe care aceste lucrări le-au adus progresului acestor discipline.

În teza de doctorat în științe Fizice de la Sorbona. „Efectul magnetic al electricității în mișcare", Vasilescu-Karpen abordează una dintre problemele cele mai importante din fizica modernă și care la epoca la care a executat lucrarea, pasiona pe toți fizicienii la curent cu noile teorii ale luminii și electricității. În rezumat, trebuia să se stabilească dacă un corp electrizat în mișcare produce sau nu, un cîmp magnetic în jurul lui. Experiențele făcute pînă atunci în acest scop dăduseră rezultate contradictorii, punînd astfel la îndoială teoriile moderne ale luminii și electricității.

Lucrarea aceasta se poate divide în două părți : a) partea privitoare la verificarea existenței cîmpului magnetic în jurul corpurilor electrizate în mișcare și măsurile relative la acest cîmp și b) partea privitoare la nenumărate alte probleme legate de existența cîmpului, probleme care erau departe de a fi elucidate sau măcar ridicate. Acestea se referă la : mecanismul și reversibilitatea fenomenului, antrenarea sarcinei de către discurile metalice în mișcare, rolul armăturilor, influența ecranelor conductoare, rolul dielectricilor, natura liniilor de forță și rezolvarea tuturor acestor probleme în lumina teoriei lui Maxwell. În fine, deși s-ar părea la prima vedere că existența cîmpului magnetic în jurul unui corp electrizat antrenat în mișcarea pămîntului ar permite să se determine viteza absolută a acestuia, Vasilescu-Karpen analizînd problema îndeaproape, demonstrează imposibilitatea acestei determinări, în timp ce, cu puțin înainte experiențele lui Michelson folosind radiații luminoase au dovedit același lucru, pe cale empirică. Se știe că rezultatul negativ al acestor experiențe a constituit bazele teoriei relativității.

Menționez că juriul în fața căruia a susținut teza, a fost compus din profesorii G. Lippmann (deținător al premiului Nobel), H. Poincaré și Mascart, iar teza a fost distinsă cu mențiunea maximă. Iată și cuvintele cu care A. Berget în cartea sa „La Vie et la Mort du Globe", apărută în 1912 în „Bibliothèque de Philosophie scientifique", se referă la teza lui Vasilescu-Karpen : „Este o consecință (cîmpul magnetic) a fenomenului de transport al sarcinilor, fenomen descoperit de Rowland, îndelung discutat, dar căruia frumoasele experiențe, devenite clasice, ale fizicianului român N. Vasilescu-Karpen, i-au verificat existența și măsurat valoarea, în mod definitiv. Parte din rezultatele expuse în teză au făcut obiectul a două comunicări prezentate Academiei de Științe din Franța.

În ședința de la 1 ianuarie 1900, Vasilescu-Karpen a prezentat Societății franceze de Fizică, al cărei membru a fost, un aparat reproducînd în mod mecanic, fenomenele prezentate de condensatoarele electrice. În acel timp se recurgea încă la explicarea mecanică a fenomenelor electrice. Astfel Maxwell, Kelvin și mai ales O. Lodge, au imaginat asemenea aparate. Cel construit de Vasilescu-Karpen ar face parte dintr-o încercare generală de a explica sau mai bine zis de a ilustra prin analogii mecanice, fenomenele electrice. Aparatul care se găsește în Laboratorul de Căldură și Electricitate al facultății de științe din București, reproduce în mod frapant toate particularitățile condensatoarelor electrice și ilustrează teoria lui Maxwell.

În ședința din 3 ianuarie 1902 a Academiei de Științe Franceze, Vasilescu-Karpen prezintă o notă privitoare la distribuția liniilor de inducție magnetică, enunțînd și demonstrînd un principiu variațional relativ la această distribuție care trebuie să fie astfel încît energia cîmpului de inducție considerat să fie maximă. Acest principiu a fost dezvoltat și extins la toate cîmpurile magnetice și electrice în 1954 și se arată că este echivalent cu ecuația de continuitate, prezentînd însă avantajul unei aplicări mult mai eficiente în cazuri concrete, în care ecuația de continuitate a inducției nu se pretează la stabilirea traseelor liniilor acestor inducții. Demonstrația este generală și principiul are echivalentul său în toate cazurile în care intervine ecuația de continuitate.

În același an, 1902, în ședința de la 14 aprilie, Vasilescu-Karpen prezintă aceleiași Academii o altă notă a sa, privind

reacţia magnetică a indusului maşinilor dynamo. Problema a fost una dintre cele mai discutate privind teoria maşinilor electrice, şi totuşi nu se ajunsese a se explica unele fenomene care se produceau în timpul funcţionării acestor maşini. Vasilescu-Karpen a fost cel dintîi care arată adevăratul rol al forţei magnetomotrice transversale, explicînd astfel particularităţile care păreau paradoxale. Alţi autori au publicat ulterior articole în legătură cu această problemă şi au ajuns la aceleaşi concluzii, fără a mai aduce o contribuţie originală, diferită de aceea stabilită de Vasilescu-Karpen în 1902.

În comunicarea prezentată tot Academiei de Ştiinţe franceze la 19 februarie 1904 dă explicaţia fenomenului care intervine la suflarea arcului de înaltă frecvenţă prin metoda găsită în mod empiric de profesorul D'Arsonval, explicaţie constînd în fenomenul de bătăi a două circuite acordate pe frecvenţe puţin diferite între ele. În baza acestei interpretări se stabilesc condiţiile necesare pentru funcţionarea optimă a procedeului, condiţii verificate de experienţă.

În alte lucrări Vasilescu-Karpen stabileşte noi relaţii între energiile cîmpurilor magnetice respectiv electrice şi tensiunea sau repulsia liniilor de forţă ale acestor cîmpuri. Enunţă o nouă regulă practică pentru găsirea sensului forţei electromotoare de inducţie şi a sensului forţelor electromagnetice. Calculează masa şi energia cîmpurilor electrice şi magnetice, ajungînd la cunoscuta relaţie a lui Einstein: $w = m.c^2$ şi la raportul dintre masa şi energia electronului, arătînd că, contrar opiniei curente (Max Born) ar rezulta că masa electronului este în întregime de natură electromagnetică.

Ca fruct al tuturor acestor lucrări, care aduc contribuţii de seamă, deschizînd noi orizonturi în electromagnetism şi electrotehnică, Vasilescu-Karpen în tratatul său de Electricitate, expune fenomenele electromagnetice sub un aspect cu totul nou care se deosebeşte în mod esenţial de expunerile din tratatele de specialitate de la acea epocă şi al cărui rezultat concret s-a tradus prin excelenta pregătire profesională a acelei pleiade de electricieni care au ilustrat electrotehnica românească şi au dus faima Şcolii Politehnice peste hotare. Voi aminti printre aceştia pe foştii săi elevi: C. Budeanu, I. S. Gheorghiu, A. Proca, D. Leonida.

În acest Curs Vasilescu-Karpen înlătură, pentru prima oară, încă din 1910 noţiunea fictivă de masă magnetică. Sprijinindu-se numai pe legea experimentală generală a inducţiei magnetice şi pe principiul conservării energiei, deduce toate fenomenele electromagnetice, inclusiv forţele electromagnetice, iar în ce priveşte fenomenele de propagare, sprijinindu-se pe cele două legi echivalente cu ecuaţiile lui Maxwell. Ulterior, inutilitatea noţiunii fictive de masă magnetică a fost recunoscută în mod unanim şi eliminată din expunerea fenomenelor electromagnetice, în tratatele de specialitate.

În continuare voi expune succint acea teorie a lui Vasilescu-Karpen care, depăşind cu mult nivelul cunoaşterii în domeniul electro-chimiei din epoca sa, a provocat numeroase critici, care s-au dovedit a fi neîntemeiate, cedînd astăzi locul unei juste recunoaşteri a valabilităţii tezelor pe care această teorie le susţine, pe măsură ce experienţe tot mai numeroase şi noi fenomene vin să se încadreze în mod armonios în noua teorie, care are la bază o singură ipoteză, aceea a prezenţei electronilor liberi în electroliţi. Această ipoteză a devenit astăzi un fapt experimental.

Pînă nu demult şi chiar astăzi găsim în tratatele de specialitate, ca teorie unanim acceptată, teoria lui Nernst, care deşi contrazisă de numeroase fapte, este totuşi menţinută în lipsa alteia mai bună. Nernst pune la baza teoriei sale pentru explicarea fenomenelor electro-chimice, noţiuni formaliste ca: „presiunea de disoluţie" a metalelor în contact cu sărurile acestora dizolvate în apă, noţiunea de „electrod gazos", noţiunea de „activitate". Vasilescu-Karpen demonstrează în mod riguros că existenţa electronilor liberi sau solvataţi în lichide, duce în mod necesar la existenţa fenomenului de difuziune compensată în vecinătatea imediată a suprafeţei de separaţie între două medii nemiscibile, şi constînd dintr-un flux permanent de electroni şi cationi într-un sens, compensat printr-un flux echivalent de atomi neutri în sens contrar. Graţie acestui fenomen apare o diferenţă de concentraţie a corpusculilor: electroni, cationi, atomi neutri, în imediata vecinătate a suprafeţei de contact, faţă de concentraţia acestora în masa celor două medii. Concomitent cu această diferenţă de concentraţie apare şi o diferenţă de potenţial între cele două medii, iar curentul debitat în circuitul exterior al unei succesiuni: $metal_1$-electrolit-$metal_2$, constă în circulaţia electronilor de la concentraţia mai mare de la unul din electrozi, la concentraţia mai mică din vecinătatea celui de al doilea electrod. În felul acesta se explică fenomenul fundamental în electro-chimie care este apariţia forţei electromotoare a pilelor electrice, fenomen a cărui explicaţie nu a fost încă găsită.

Fenomenul difuziunii compensate a fost pus în evidenţă, în mod indirect prin existenţa pilelor „K", cu electrozi neatacabili, pile realizate de Vasilescu-Karpen şi a căror funcţionare nu poate găsi o altă explicaţie, precum şi prin existenţa altor fenomene, printre care citez: atacul metalelor de către acizi, halogeni, oxigen etc., disocierea hidrogenului dizolvat în electroni şi protoni, supratensiunea în electroliză, polarizarea electrozilor, efectul Volta ş.a. Tot această teorie dă explicaţia mecanismului prin care energia chimică se transformă în energie electrică, precum şi demonstraţia pe cale cinetică a formulei lui Helmholtz, dedusă de acesta pe baza celor două principii ale termodinamicei, aplicate pilelor reversibile, ceea ce constituie evident o verificare indirectă a teoriei lui Vasilescu-Karpen.

Din lucrările publicate de Vasilescu-Karpen în domeniul Electromagnetismului, Electrotehnicii şi Electrochimiei

A. Comunicări la Academia de Ştiinţe din Paris

1. 1902. Principe relatif à la distribution des lignes d'induction.
2. 1902. Sur la réaction magnétique de l'induit des dynamos.
3. 1903. Sur la convection électrique.
4. 1903. Sur l'entrainement de la charge dans les expériences de convection électrique.
5. 1922. Sur une classe particulière de piles.
6. 1923. La force électromotrice des piles, l'affinité chimique et l'attraction moleculaire (t. 177, p. 422).
7. 1927. Sur les piles à électrodes inattaquables.
8. 1928. Sur les piles à électrodes inaltérables et le principe de Carnot.
9. 1928. Nouvelles recherches sur les piles contredisant le second principe de la thermodynamique.
10. 1934. Pile électrique utilisant l'énergie d'oxydation de l'alcool.
11. 1939. Rôle des électrons dans la production de la f.e.m. au contact métal électrolyte (t. 209, p. 484, 509).
12. 1939. Rôle des électrons dans le fonctionnement des piles, la pile Daniel (t. 20, p. 790).
13. 1939. La pile à gaz, mécanisme de l'électrolyse de l'eau; polarisation des piles (t. 209, p. 988).
14. 1940. Sur l'attaque des métaux (t. 210, p. 371).
15. 1944. Piles à oxygène empruntant leur énergie au milieu embiant (t. 218, p. 288).
16. 1948. Piles à hydrogène empruntant leurs énergie au milieu embiant (t. 226, p. 1273).
17. 1948. La f.e.m. de la pile de concentration à oxygène et la thermodynamique (t. 227).
18. 1949. La variation de la f.e.m. de la pile à gaz. F.E.M. de la pile de concentration à oxygène (t. 228, p. 231).
19. 1949. Sur la notion d'activité en chimiephysique.
20. 1949. L'activité des ions, la loi d'action de mase et les loi de Raoult.

B. Lucrări publicate în Buletinul Ştiinţific al Academiei Române

21. 1945. Nouvelle théorie de l'accumulateur électrique (Mai).
22. 1947. Sur l'effet Volta (nr. 1).
23. 1947. La masse des champes électrique et magnétique, la masse de la lumière, le rapport entre l'énergie et la masse de l'électron (nr. 2).

C. Lucrări publicate în Buletinul Ştiinţific al Academiei R.P.R.

24. 1955. Pila de concentrare cu oxygen şi termodinamica (nr. 1).

25. 1955. Afinitatea electronilor pentru oxigenul dizolvat în apă şi termodinamica (nr. 2).
26. 1955. Rolul determinant al electronilor în funcţionarea pilelor electrice (nr. 1).
27. 1956. Lipsa de reacţie chimică în unele pile electrice. Electromotor (nr. 4).

D. Lucrări publicate în „Studii şi Cercetări de Fizică"

28. 1953. Pila electrică cu clorură de argint (nr. 1—2).
29. 1954. Distribuţia liniilor de forţă în cîmpurile electrice şi magnetice (nr. 3—4).

E. Lucrări publicate în „Comunicările Acad. R.P.R."

30. 1956. Pila electrică cu hidrogen (nr. 1).
31. 1956. Forţă electromotoare sau tensiune electromotoare (nr. 3).
32. 1957. Fenomenele din firul indus al unui dinam.

F. Lucrare publicată în „Studii şi Cercetări de energetică

33. 1956. Rolul electronilor în transmisia energiei electrice. Critica actualei teorii (nr. 1—2).

G. Comunicări la „Société Française de Physique".

34. 1900. Appareil représentant mécaniquement les phénomenes présentés par les condensateurs électriques (Şedinţa din 13 iunie).
35. 1926. Phénomènes semblant contredire le second principe de la thermodynamique. Experiences (Şedinţa din 7 mai).

H. Lucrări publicate în „Bulletin de la Société Française des Electriciens".

36. 1947. Nouvelle théorie de l'accumulateur électrique (Febr).

I. Lucrare publicată în „Annales de Physique et de Chimie" şi în „Journal de Physique.

37. 1904. Effet magnétique des corps électrisés en mouvement.

J. Lucrări publicate în Buletinul de Matematică şi Fizică al Politehnicei din Bucureşti.

38. Dynamique du galvanomètre à cadre mobile, avec condensateur et selfinduction aux bornes (1929—30, nr. 1).
39. Champ magnétique d'un circuit infiniment petit.
40. Le travail des forces électrostatiques, tension et repulsion des lignes de forces (1924—25, nr. 1 p. 618).
41. Sur les forces électromagnétiques, énergie du champ. (Congrès des Mathematciens — 1932) (1931—32, nr. 8).

K. Lucrări publicate în Buletinul Soc. Politehnice.

42. Motor electric cu colector fix, cuplu constant şi viteza variabilă (1912 nr. 12).

L. Cărţi şi broşuri.

43. 1904. Effet magnétique des corps électriques en mouvement. (Lucrare de teză de doctorat).
44. 1927. Manual de electrotehnică generală.
45. 1932. Sur une nouvelle exposition des phénomènes électromagnétiques. Inutilité de la notion de masse magnétique.
46. 1942. Electricitatea. Curs predat la Politehnica din Bucureşti.
47. 1944. Nouvelle théorie des piles électriques.
48. 1957. Fenomene şi teorii noi în electrochimie şi chimie fizică.

Prof. *Matei Marinescu*

CRONICĂ

Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1970

Între 1 şi 10 martie a.c., la tradiţionalul Tîrg internaţional de la Leipzig, s-au întîlnit 10 000 de participanţi din 65 de ţări expunîndu-şi produsele pe o suprafaţă de 350000 m² atrăgînd un număr de aproximativ 600 000 de vizitatori din peste 80 de ţări, printre care numeroşi reprezentanţi guvernamentali, experţi economici, comercianţi, oameni de ştiinţă, tehnicieni, reprezentanţi ai presei etc.

În această ediţie de primăvară a Tîrgului de la Leipzig s-au prezentat : 2 000 de firme din 11 ţări socialiste ocupînd o suprafaţă de expunere de 38 500 m², din a căror ofertă o proporţie de 80% au constituit-o produsele tehnice ; 2 800 de firme din diferite state capitaliste industrializate, pe o suprafaţă de expunere de 65 000 m² ; 25 de ţări în curs de dezvoltare etc.

De data aceasta, în forma de prezentare a ofertelor şi în conţinutul tîrgului se remarcă o schimbare, datorită faptului că în locul aparatelor, maşinilor şi părţilor de instalaţii, care au constituit pînă acum profilul de expunere pe ramuri, apar tot mai mult sisteme şi instalaţii complexe pentru rezolvarea celor mai diferite probleme tehnice şi tehnologice. Această schimbare se remarcă, într-o măsură mult mai mare, faţă de anul precedent, mai ales în acele sectoare ale tehnicii care au o însemnătate capitală pentru progresul tehnic general. Astfel, se pot da cîteva exemple : sistemele sovietice de reglare şi control pentru automatizarea proceselor tehnologice din furnale, respectiv pentru purificarea gazelor ; un sistem, prezentat de expozanţii polonezi, de prelucrare a metalelor, format din 24 de maşini ; unele întreprinderi din Cehoslovacia au expus modele de instalaţii pentru industria alimentară şi chimică ; sistemele de prelucrarea datelor ale expozanţilor francezi, suedezi, englezi şi americani ; un sistem austriac de nivelare cu laser pentru construcţia de şine etc.

În primăvara acestui an, ţara noastră a marcat cea de a 35-a participare în cadrul tîrgurilor de la Leipzig. 8 întreprinderi româneşti de comerţ exterior s-au prezentat în 6 standuri organizate pe ramuri industriale dintre care : Maşinexport care, pe lîngă maşinile-unelte prezentate, a expus şi o mare serie de produse electrotehnice ca transformatoare, aparataj de înaltă tensiune, generatoare, aparate de sudură şi becuri electrice. Metalimport a ocupat un stand pentru metalurgie ; Industrialexport s-a prezentat în aer liber pe o suprafaţă de 500 m² ; Autotractor a fost prezentă cu o ofertă de tractoare şi maşini agricole ; Maşinexport cu o serie de produse de uz casnic printre care maşini de spălat rufe, frigidere, ventilatoare, şi radiatoare electrice.

Ţara gazdă s-a remarcat printr-un bogat şi variat sortiment de produse, în toate sectoarele industriale, care au reflectat înaltul nivel al realizărilor economice şi tehnico-ştiinţifice ale Republicii Democrate Germane, ca rezultat al celor 25 de ani de existenţă.

Tîrgul de primăvară de la Leipzig din acest an, prin larga participare a expozanţilor şi înaltul nivel de prezentare a produselor, prin posibilităţile reale de realizarea unui larg schimb de experienţă între participanţi, se poate înscrie cu succes în rîndul manifestărilor internaţionale menite să ajute la adîncirea în continuare a colaborării economice şi tehnico-ştiinţifice între state, în baza egalităţii în drepturi şi a avantajului reciproc.

Ing. *M. Constantin*

SCURTE ŞTIRI

Un calculator electronic de masă (puţin mai mare decît o maşină de scris de voiaj) a fost construit de către firma „Olympia AG" în combinaţie cu grupul „Matsushita".

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

Un sistem de rezervare a camerelor la hotel cu ajutorul unui calculator comandat prin bandă magnetică, se instalează de către Elveţia, Franţa şi R.F.G., împreună începînd cu anul curent (1970). În scopul racordului la acest sistem se duc tratative şi cu: Belgia, Finlanda, Irlanda, Italia, Monaco, Olanda, Suedia şi Spania.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

Radiaţia de căldură a unei persoane se poate măsura şi la distanţa de 80 m cu un fotobolometru „Siemens". Acesta înregistrează între limitele — 40°C şi + 200°C cu o sensibilitate de 0,2°. Bolometrul semnalează radierea în limitele întregului domeniu de raze infraroşii.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

Prima legătură telefonică cu televiziune se instalează la Stockholm între clădirea Administraţiei de Telegrafie şi Clădirea de Administraţie a firmei Ericsson. Vor urma apoi instalaţii în oraşele Malmö şi Göteborg.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

GH.C.

O vopsea aplicată pe pereţi sau pe podea şi racordată la tensiunea de 40 V (deci nepericuloasă) încălzeşte încăperea respectivă. Acoperirea ulterioară cu o altă culoare nu schimbă calitatea de încălzire.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

O centrală de turbine de 33 MW, în care prin aburii de eşapare se cîştigă zilnic 18.000 m³ apă dulce prin distilarea apei de mare, se construieşte în Las Palmas, capitala insulei spaniole Gran Canaria, de către firma English Electric — AEI.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

Noul turn de televiziune din Tokio va avea înălţimea de 600 m (cea mai înaltă construcţie din lume). Turnul se ridică din mijlocul unei clădiri cu 24 de etaje, în care se găseşte administraţia şi o sală de concerte cu 5000 locuri pentru spectatori. Toate staţiile de emisie a reclamelor din Tokio sînt invitate a se racorda la acest turn, care va fi terminat în 1972.

Din: ETZ-B, nr. 20, 1969

Un generator de 200 MVA, al cărui rotor este răcit cu aburi, a fost construit în Japonia. La răcirea cu aburi se necesită doar 1/10 din apa de răcire necesitată în trecut. Apa este pulverizată în rotor, se evaporează şi răceşte astfel bobinajul.

Din: EZT-B, nr, 20, 1969

GH. C.

Un magnet supraconductor de 1 MW se construieşte pentru „CERN" din Geneva de către firmele „Siemens" şi „Thomson-Houston". Conductorul magnetului este dintr-un aliaj de niob-tantal. Magnetul va avea o inducţie de 35 kGs şi o energie magnetică acumulată de 800 MWs.

Din: ETZ-B. nr. 22, 1969

Grîul a fost supus unei descărcări corona, cu cîteva secunde înainte de însămînţare, într-o instalaţie de experimentare, ceea ce a provocat o creştere a recoltei de 300 kg/ha. În plus boabele recoltate aveau o greutate mai mare şi un conţinut mai mare de albumină.

Din: ETZ-B, nr. 23, 1969

Cel mai mare cîmp de încercare pentru curenţi de scurtcircuit se construieşte actualmente (şi va fi terminat în 1971) în Arnhein (Olanda). În decembrie 1968 s-au comandat 4 generatoare, care împreună vor da puterea de scurtcircuit trifazică de 8400 hVA iar cea monofazică va fi de 5400 hVA la 50—60 Hz. O excitaţie-şoc va menţine curentul de scurtcircuit timp de mai multe secunde.

Din: ETZ-B, nr. 23, 1969

Un miniradar, în Marea Britanie, poate măsura viteza pînă la 160 km/oră şi viteze de rotaţie pînă la 1 milion ture/min. Se utilizează de exemplu pentru a constata lipsa de uniformitate în turajul turbinelor.

Din: ETZ-B, nr. 23, 1969

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU; ing. ŞT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor şef: 14.90.27. Redacţia: Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5217. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

CONTENTS

DC 621.372.5.015.34

Adămuț, I. : **Contributions to the wave propagation along the quadripole chains**

Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p....

The first part of the paper shows that the propagation process of a gradient signal along a quadripole chain equivalent to an usual long electric line is an oscillatory damped process.

The expression of the oscillation frequency, of the current and voltage as well as of the times at which the voltage acquires maximum values has been determined.

The second part contains an original contribution concerning the optimum length distribution of the line affected to an extreme quadripole of the equivalent line. By using the longitudinal and transversal parametric co-ordinates introduced by the author and minimizing the sum of the quadratic average deviations of their difference, it is demonstrated that the optimum distribution is obtained in the case of the classical T and π chains with equal l_c and c_c parameters.

DC 621.313.1.013.23.001.24

Nedelcu, V. N. : **A new formulation of the rotor movement equation**

Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p.

The paper analyses the relation between the magnetic energy, the magnetic coenergy and the reactive energy in the electromechanical conversion process. The theorem is formulated of the reactive energy according to which the reactive energy is constant during an "electromechanical cycle".

DC 621.315.5.015.33 :538.542

Hortopan, Viorica : **The answer to the gradiant current excitation of the tubular conductor**

Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p....

A continuation of another paper dealing with the answer time to the current gradient excitation of the full cylindrical the present paper calculates by means of an exact relation, the answer time of the tubular conductor from resistive material for whatever dimensions of the tube. The relations are useful in dimensioning the coaxial grooves intendet for measuring the intense currents in the impulse technique and the testing stations for electric switchgers.

DC 621.316.57.064.3 :621.317.382.012.8

Marinescu, I. : **Synthetic schemes for checking the commutation capacity of switches in the field of intense currents.**

Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p....

The synthetic tests meant to check the commutation capacity of high-tension switches in the field of intense currents present an outstanding interest from the technical and economic viewpoint. The equivalence with the direct tests is based on the electric arc extinction phenomenon. The main synthetic schemes with their advantages and disadvantages are pointed out. In order to increase the utilization field of the synthetic fields, it is necessary to add a third, source of high voltage and industrial frequency to the two sources from the classical schemes. For checking the beaking power, the most convenient method is that of proper selection. The statistics of testings in the field of limit disconnection possibilities shows a good agreement between the direct and synthetic tests.

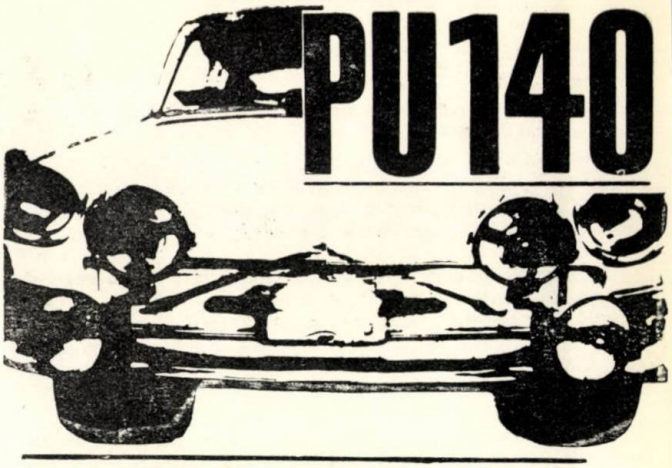
DC 621.317.382.012.8 :681.31

Sasu, Mimi : **Determining the parameters and studying the working of some synthetic testing diagrams by means of electronic computers.**

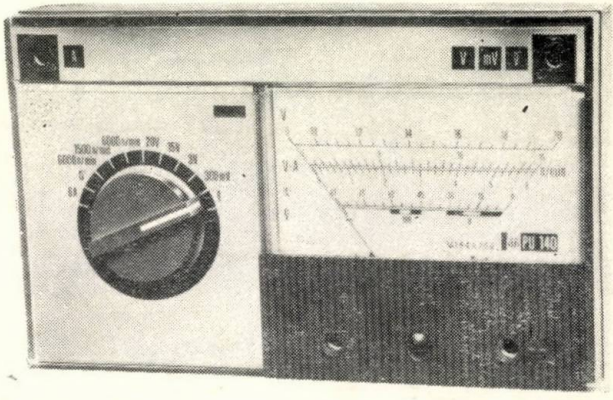
Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p....

A calculus method established by the author for determining the parameters of three synthetic testing diagrams with current injection (Weil-Dobke, Zajic and mixed) in certain calculus hypotheses is presented. In order to check the exactness of the calculus method established, it was resorted to the modelling of the synthetic diagrams analysed with an analogical computer. The mathematical models, the row modelling diagrams, the data obtained are presented, and the experimental results are compared to the theoretical data.

REVIEWS; REPORTS; BRIEF NEWS; CHRONICLE



DIN FOARTE MULTE MOTIVE CONDUCĂTORII AUTO PREFERĂ PU 140



Pentru măsurarea cu precizie a principalelor mărimi electrice care asigură buna funcționare a motorului cu aprindere prin scînteie ca și pentru funcționarea fiabilă a automobilului dv., a fost construit acest instrument simplu și cu dimensiuni reduse spre a fi folosit în service-urile pentru motoare. El vă va oferi o siguranță deplină a fiabilității automobilului dv.

Iată cîteva caracteristici importante :

plaja de tensiuni : 0 — 300 mV, 3 V,. 15 V, 10 — 20 V

plaja de curenți : 0 — 6 A

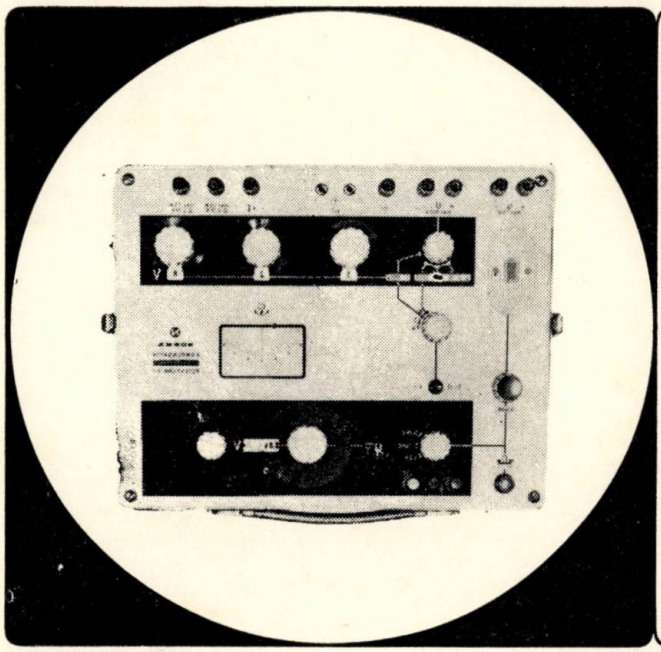
turații : 0—1 500 rot/min ; 0—6 000 rot/min

rezistența electrică : 0—100 ohms, — infinit

unghiul de conexiune a contactelor : 0—90°

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex PRAHA 283 Tel 3801

PUBLICOM



technischer kompensator

Pentru informaţii mai precise vă stă la dispoziţie secţia noastră de vînzare, precum şi prospectele PM 4101/1D !

NORMA

Un produs de calitate

NORMA

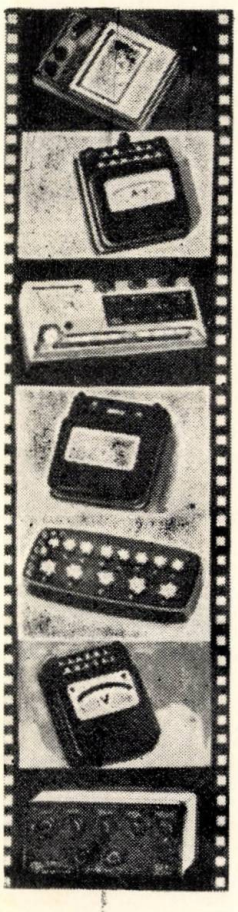
Fabrik elektrischer Messgeräte
Gesellschaft m.b.H.
A-1111 Wien, Postfach 88
Fickeysstrasse 1—11

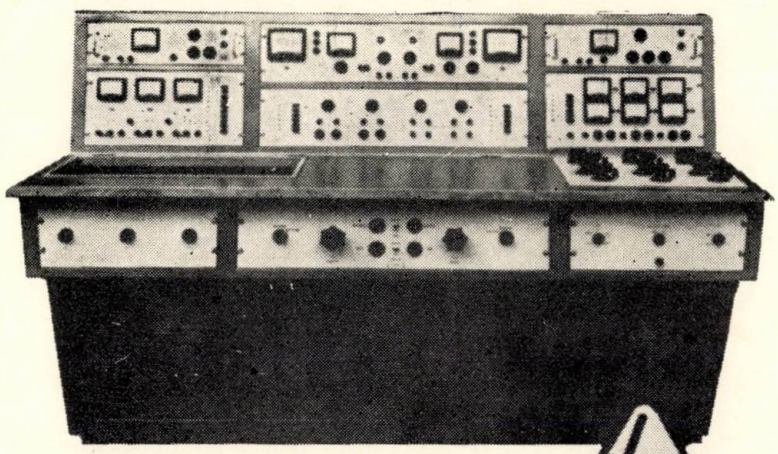
Pentru măsurarea precisă a tensiunilor continue de la 1,5 la 800 V, a curentului continuu pînă la 7,5 A şi a rezistenţelor. Pentru controlul voltmetrelor, a ampermetrelor şi watmetrelor de curent continuu.

Nu sînt necesare accesorii, toate fiind integrate, dispunere clară, deservire comodă, permanent gata de funcţionare, construcţie robustă.

PUBLICOM

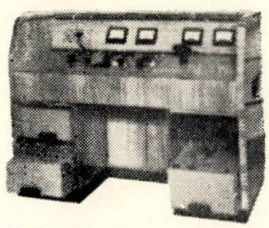
PRODUCĂTOR ŞI EXPORTATOR:





GANZ

Fabrica de instrumente de măsură
BUDAPESTA 5, căsuţa poştală 577 – UNGARIA

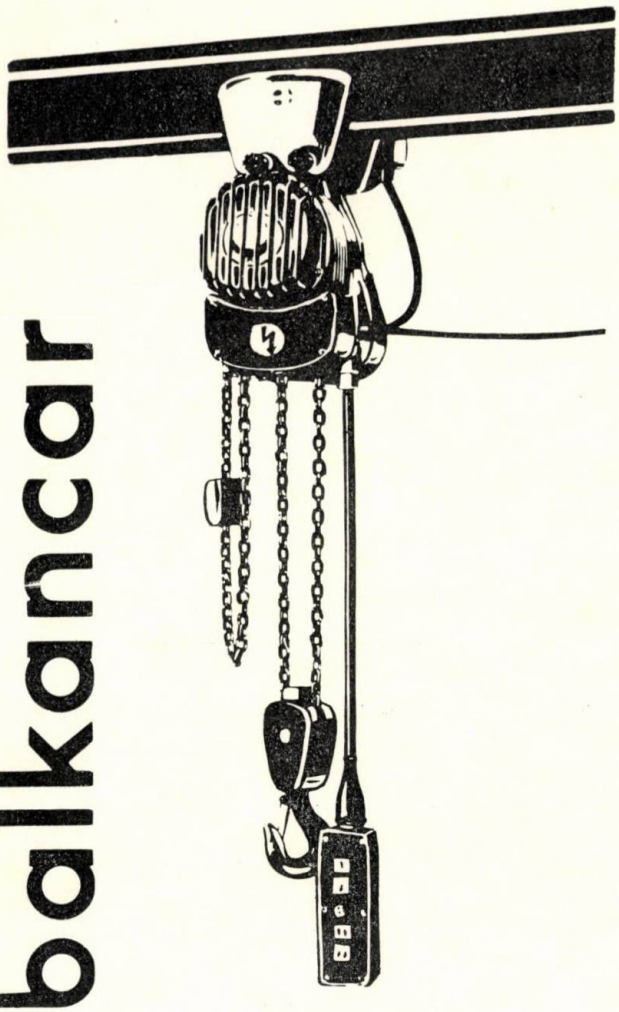


Importator
MAŞINIMPORT
Tehnoimport, Bucureşti

Publicom

PUBLICOM

balkancar



Construcţie uşoară şi compactă
Exploatare sigură şi comodă

PALANE ELECTRICE CU LANŢ tip MB

capacitate de ridicare : 250 — 1 000 kg
înălţime de ridicare : 3,2 — 12 m
viteză de ridicare nominală : 4 m/min
viteză de microridicare : 1 m/min
element purtător : lanţ cu zale inelare

Comenzile dvs. de livrare se pot referi la palane electrice de execuţie normală sau cu adaptarea materialului la condiţii speciale de exploatare :

- climat tropical sau umed
- mediu chimic agresiv

La cererea clientului,

palanele electrice sînt livrate

- fie cu suspensie fixă ;
- fie cu dirijare liberă, dirijare prin lanţ sau cu comandă electrică.

Pentru orice informaţii sau cereri de oferte binevoiţi a vă adresa la :

BALKANCARIMPEX. Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia
56, str. Alabine
Telex : 386
Telegrame : Balkancarimpex-Export-Sofia

PUBLICOM

Abonaţi-vă

la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

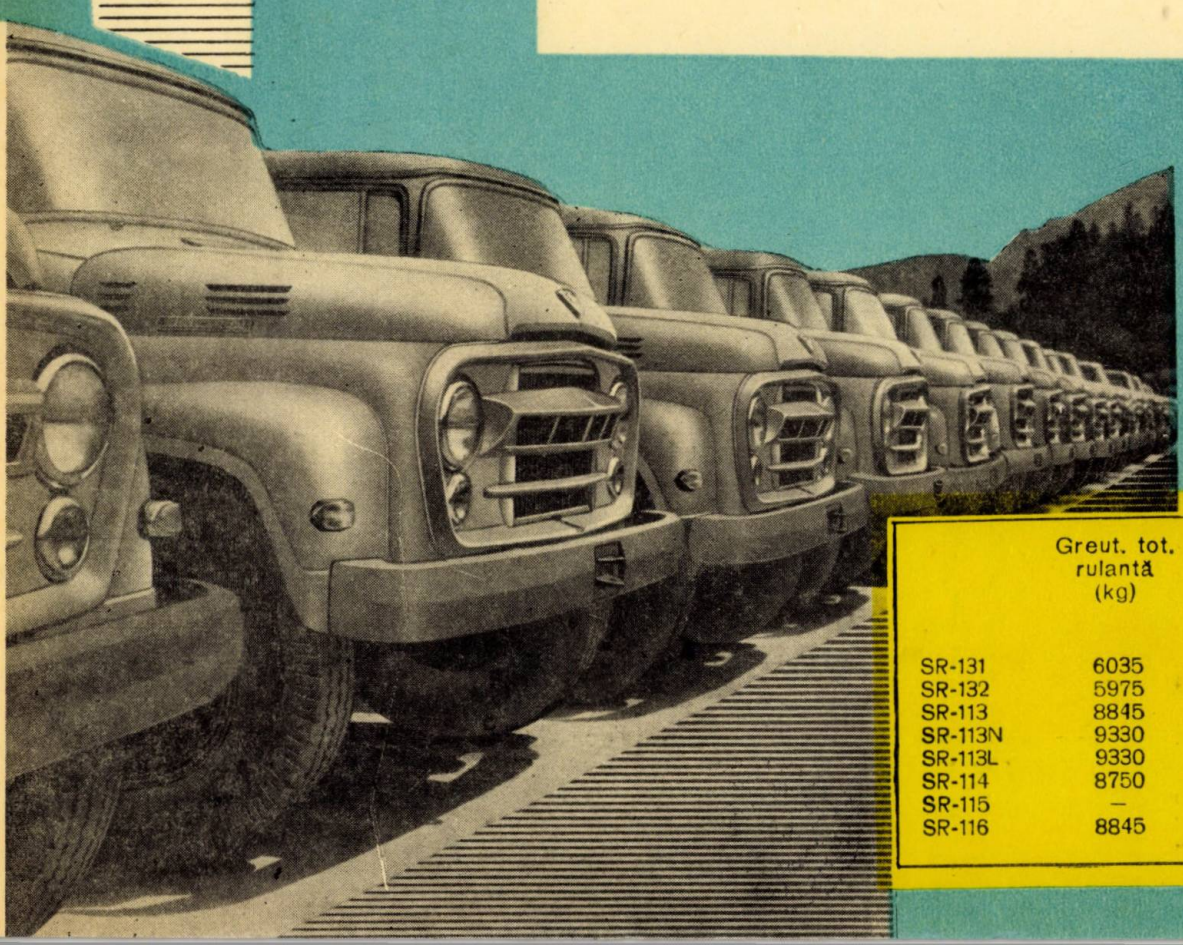
ELECTROTEHNICA

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

UZINA DE AUTOCAMIOANE BRAŞOV

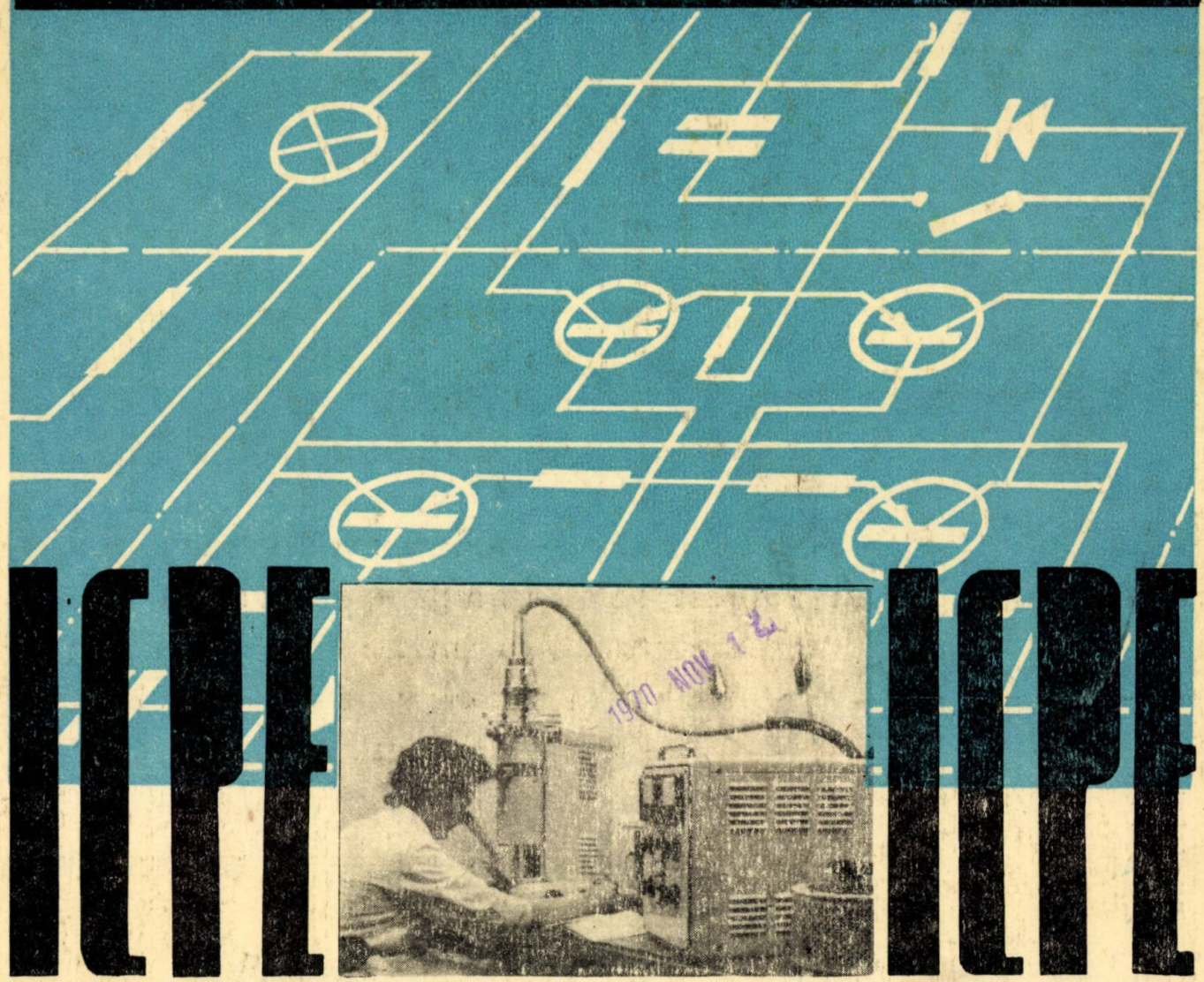
Vă oferă:

Autovehicule corespunzătoare pentru toate necesitățile de transport, de la 2 t pînă la 5 t sarcină utilă, cu una sau două axe motoare, echipate cu motoare puternice tip SR-211 cu o putere nominală de 140 CP.



	Greut. tot. rulantă (kg)	Greut. tot. rulantă în autotren (kg)	Viteza maximă (km/h)
SR-131	6035	–	90
SR-132	5975	7975	90
SR-113	8845	14845	80
SR-113N	9330	16680	90
SR-113L	9330	16680	90
SR-114	8750	12250	80
SR-115	–	16700	80
SR-116	8845	–	80

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA



ICPE

ICPE

Электротехнический Научно — исследовательский и Проектный Институт
Electrical Engineering and Research Institute
Forschungs- und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotehnique

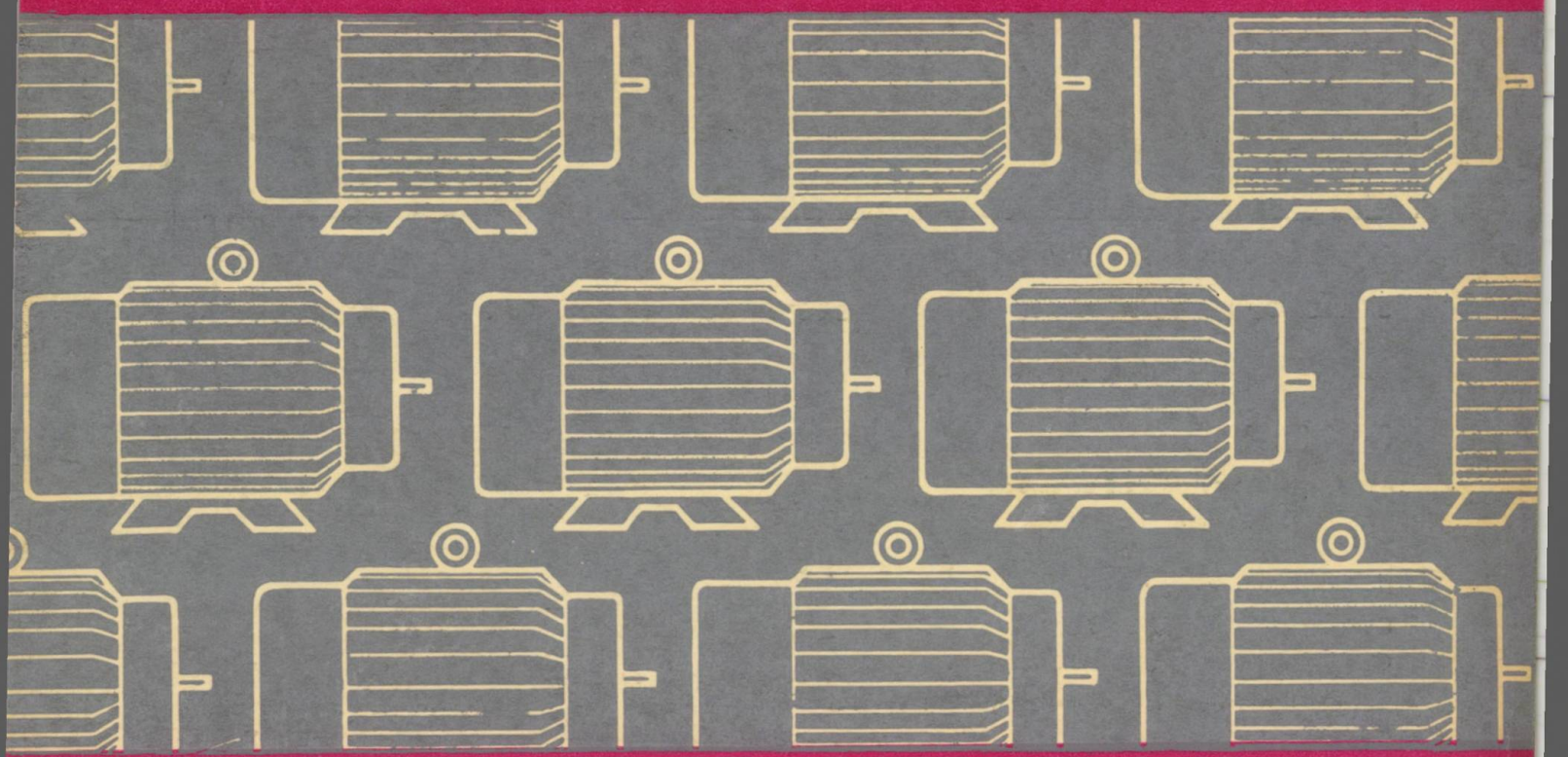
Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

DIN BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

E2040

ELECTROTEHNICA



6

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 6 • IUNIE 1970

I.P.R.S. băneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR 32 ● SECTORUL 2 ● TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare de poliester
Condensatoare de polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie – uz general
Condensatoare de hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- de mică putere
- de medie putere
- de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
- de mică putere
- drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- de mică putere
- de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. – Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio
Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

E 2040

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 6, pag. 193–232 iunie 1970

CUPRINS

CZ 621.315.1.015.34 : 621.3.014.3

Wagner, E. : **Contribuţii la calculul supratensiunilor la conectarea liniilor de transport la un sistem cu putere de scurtcircuit finită**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 193–199

Se analizează influenţa puterii de scurtcircuit finite a sursei, la care se conectează o linie de transport, asupra desfăşurării fenomenului tranzitoriu şi asupra vîrfurilor de supratensiune. Se arată că supratensiunile sînt mai mari decît în cazul cînd se pune sub tensiune linia de la o sursă de putere infinită, ele putînd ajunge pînă la 2,43 U_0 la liniile scurte. Se studiază de asemenea influenţa momentului de conectare şi se determină unghiul de conectare cel mai dezavantajos.

CZ 621.317.382.064.3 : 621.3.012.8

Sasu, M. : : **Analiza influenţei diferiţilor parametri ai unei scheme de încercări sintetice asupra formei tensiunii de restabilire.**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 199–208

Lucrarea prezintă cercetarea efectuată de autor, cu ajutorul unui calculator analogic, asupra unei scheme mixte de încercare sintetică, în scopul determinării influenţei pe care o au diferiţi parametri ai schemei sintetice asupra valorii de vîrf şi a vitezei iniţiale de creştere a tensiunii tranzitorii de restabilire şi în general, asupra regimului de lucru al schemei mixte după deconectare. Se prezintă modelele matematice, schemele de modelare şi rezultatele obţinute pe calculator, sintetizate sub formă de diagrame.

CZ 621.316.849.001.24

Suciu, I. : **Calculul parametrilor principali ai reostatelor cu reţele din elemente rezistoare din plăci subţiri curbate**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 208–215

Se prezintă studiul şi calculul unui nou tip de reostat de mare performanţă format dintr-un sistem de reţele, compuse din elemente rezistoare din plăci subţiri curbate. Pe baza studiului solicitării termice a elementului rezistor în condiţiile răcirii forţate a reţelelor cu profile curbate cilindric se demonstrează relaţiile de calcul pentru parametrii principali care intervin la proiectarea reostatului.

Contribuţia adusă în lucrare privind proiectarea acestor tipuri de reostate se ilustrează prin dezvoltarea premiselor teoriei clasice a solicitării termice, formulele fiind determinate şi în ipoteza că pierderile dezvoltate în masele active şi transmisivitatea termică prin convecţie variază liniar cu temperatura.

CZ 621.316.923.9 : 628.972. : 625.2

Barbu, I. şi *Dumitrescu, Gh.* : **Protecţia instalaţiei electrice de pe vagoanele de călători C.F.R.**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 216–221

Elementul cel mai sensibil al instalaţiei electrice este format dintr-un redresor cu ventil de siliciu. Protecţia acesteia şi în mod deosebit a redresorului se realizează cu siguranţe ultrarapide speciale. În lucrare se prezintă calculul, construcţia şi tehnologia acestui tip de siguranţă. Calculele termice originale dezvoltate au permis determinarea analitică a încălzirii, pe baza coeficienţilor de transmisie a căldurii deduşi pentru acest tip de siguranţă. Performanţele siguranţelor construite, sînt similare cu ale siguranţelor străine folosite anterior.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.372.4 : 012.8

Miron, C. : **Asupra echivalenţei la borne a dipolilor electrici**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 221–225

CZ 535.245.1 : 621.326

Vatamanu, O. : **Contribuţii cu privire la utilizarea diagramei Rousseau în cazul curbelor fotometrice alungite în vederea determinării factorilor fotometrici**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 226–229

RECENZII 229–230

REFERATE 230–231

ANIVERSĂRII 232

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.315.1.015.34 : 621.3.014.3
Вагнер, Е.: **К вопросу расчета перенапряжений при подключении линий передачи к системе конечной мощности короткого замыкания.**
Electrotehnica, **18**, № 6, июнь 1970, стр. 193–199

Анализируется влияние конечной мощности короткого замыкания источника, к которому подключается линия передачи, на протекание переходного процесса и на пики перенапряжений. Показано, что в данном случае перенапряжения больше, чем в случае, когда ставится под напряжение линия от источника бесконечной мощности, причём они могут достигнуть 2,43 U_0 на коротких линиях. Исследовано также влияние момента подключения и определяется наиболее невыгодный угол присоединения.

ДК 621.317.382.064.3 : 621.3.012.8
Саеу, М.: **Анализ влияния различных параметров схемы синтетических испытаний на форму восстанавливающегося напряжения.**
Electrotehnica, **18**, № 6, июнь 1970, стр. 199–208

В работе дается описание проведенного автором исследования при помощи аналогической вычислительной машины, смешанной схемы синтетического испытания, в целях определения влияния различных параметров синтетической схемы на пиковую величину и начальную скорость возрастания переходного восстанавливающего напряжения, и вообще на рабочий режим смешанной схемы после разъединения. Приводятся математические модели, схемы моделирования и полученные на вычислительной машине результаты, синтетизированные в виде диаграмм.

ДК 621.316.849.001.24
Сучу, И.: **Расчет основных параметров реостатов с сетями элементов сопротивления из тонких изогнутых пластин.**
Electrotehnica, **18**, № 6, июнь 1970, стр. 208–215

Описывается исследование и расчет нового типа реостата с высокими показателями, осуществленного из системы сетей, состоящих из элементов сопротивления из тонких изогнутых пластин. На основе исследования термической нагрузки элемента сопротивления в условиях принудительного охлаждения сетей с цилиндрически изогнутым профилем, показаны соотношения расчета для основных параметров, возникающих при проектировании реостата. Значение проведенной автором работы в области проектирования этого типа реостатов иллюстрируется развитием предпосылок классической теории термических нагрузок, причем подчеркивается, что выведенные формуля могут применяться и в гипотезе, что потери, возникающие в активных массах и теплопередача путем конвекции варьируют линейно с температурой.

ДК 621.316.923.9 : 628.972. : 625.2
Барбу, И. и *Думитреску, Г.*: **Предохранение электросети в пассажирских железнодорожных вагонах.**
Electrotehnica, **18**, № 6, июнь 1970, стр. 216–221

Наиболее чувствительным элементом в электропроводке является выпрямитель с кремневым вентилем. Его предохранение и главным образом выпрямителя осуществляется специальными быстродействующими предохранителями. В работе приводится расчет, конструкция и технология этого типа предохранителя. Оригинальные термические расчеты позволили определить аналитически нагрев на основе коэффициентов теплопередачи, выведенных для этого типа предохранителей. Показатели сконструированных предохранителей сходны с зарубежными предохранителями, применяемыми в настоящее время.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА
ДК 621.372.4.012.8
Мирон, К.: **Об эквивалентности на зажимах электрических двухполюсников.**
Electrotehnica, **18**, № 6, июнь 1970, стр. 221–225

ДК 535.245.1 : 621.326
Вэтэману, О.: **Применение диаграммы Rousseau в случае фотометрических удлиненных кривых для определения фотометрических факторов.**
Electrotehnica, **18**, № 6, июнь 1970, стр. 226–229

РЕЦЕНЗИИ 229–230
ДОКЛАДЫ 230–231
ХРОНИКА 232

INHALTSVERZEICHNIS

CZ 621.315.1.015.34 : 621.3.014.3

Wagner E. : **Beiträge zur Berechnung der Ueberspannungen bei Kupplung der Transportleitungen mit einem System endlicher Kurzschlussleistung.**

Electrotehnica **18**, Nr. 6, Iuni 1970. S 193–199

Man untersucht den Einfluss der endlichen Kurzschlussleistung der Quelle, an der eine Transportleitung angeschlossen wird, auf die Entwicklung der Uebergangserscheinung und auf die Ueberspannungsspitzen.

CZ 621.317.382.064.3 : 621.3.012.8

Sasu M. : **Untersuchung des Einflusses der verschiedenen Parameter eines Schemas synthetischer Versuche auf die form der Ausgleichsspannung.**

Electrotehnica **18**, Nr. 6, Iuni 1970, S 199–208

Die Arbeit bringt die vom Versfasser mit Hilfe eines Analogkalkulators ausgeführte Untersuchung eines zusammengesetzten Schemas synthetischen Versuches zur Bestimmung des Einflusses der verschiedenen Parameter dieses Schemas auf den Spitzenwert und auf die Anfangs- Steigegeschwindigkeit der Uebergangs. Ausgleichsspannung und allgemein auf die Arbeitsweise des zusammengesetzten Schemas nach dem Abschalten. Gezeigt werden die mathematischen Modelle, die Modellierungsschemas und die auf dem Kalkulator erhaltenen und in Form von Diagrammen synthetisierten Resultate.

CZ 621.316.849.001.24

Suciu I. : **Die Berechnung der Hauptparameter von Widerständen bestehend aus dünnen gebogenen Platten.**

Electrotehnica **18**, Nr. 6, Iuni 1970, S. 208–215

Man zeigt das Studium und die Berechnung einer neuen Widerstandstype vielseitiger-Anwendungen, bestehend aus einem Netzsystem aus dünnen, gebogenen Widerstandsplatten. Auf Grund der Untersuchung der thermischen Beanspruchung des Widerstandelementes bei erzwungener Kühlung der Netze mit zylindrisch geformten Profilen, entwickelt man die Berechnungsbeziehungen für die Hauptparameter, die beim Entwurf des Widerstandes eine Rolle spielen.

Der Beitrag der Arbeit zum Entwurf dieser Widerstandstypen zeichnet sich aus durch die Entwicklung de Voraussetzungen der klassischen Theorie der Wärmebeansprunchung, wobei die Formeln auch in der Annahme bestimmt sind dass die in den aktiven Massen entstehenden Verluste und die thermische Uebertragungsfähigkeit durch Konvektion sich linear mit der Temperatur verändern.

CZ 621.316.923.9 : 628.972 : 625.2

Barbu I. und *Damitrescu Gh.* : **Schutz der elektrischen Installation auf den CFR-Personenwagen.**

Electrotehnica **18**, Nr. 6, Iuni 1970, S. 216–221

Das empfindlichste Element der elektrischen Installation ist ein Siliziumgleichrichter. Der Schutz der Installation und var allem des Gleichrichters erfolgt mittels speziellen Schnellsicherungen.

Die Arbeit zeigt die Berechnung, den Bau und die Technologie dieser Sicherungstype. Die eigenen thermischen Berechnungen ermöglichten die analytische Bestimmung der Erwärmung auf Grund der Wärmeübertragungskoeffizienten, die für diese Sicherungstype bestimmt wurden.

Die Leistung der entwickelten Sicherungen ähnelt derjenigen der früher verwendeten fremden Sicherungen.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

CZ 621.372.4.012.8

Miron C. : **Ueber die Klemmenäquivalenz der elektrischen Dipole.**

Electrotehnica **18**, Nr. 6, Iuni 1970, S. 221–225

CZ 535.245.1 : 621.326

Valamanu O. : **Beiträge zur Verwendung des Rousseau — Diagramms bei verlängerten photometrischen kurven zur Bestimmung der photometrischen Faktoren.**

Electrotehnica **18**, Nr. 6, Iuni 1970, S. 226–229

BUCHBESPRECHUNGEN 229–230

REFERATE 230–231

CHRONIK 232

SOMMAIRE

CD 621.315.1.015.34 : 621.3.014.3

Wagner, E. : **Contributions au calcul des surtensions lors de la connexion des lignes de transport à un système à puissance de courtcircuit finie.**

Electrotehnica **18**, no. 6, juin 1970, p. 193–199

On analyse l'influence de la puissance de court-circuit finie de la source à laquelle on connecte une ligne de transport, sur le déroulement du phénomène transitoire et sur les sommets de surtension. On spécifie que les surtensions sont plus élevées qu'au cas où l'on met sous tension la ligne à partir d'une source de puissance infinie, les surtensions pouvant atteindre jusqu'à 2,43 U_0 dans les lignes courtes. On étudie aussi l'influence du moment de connexion et on détermine l'angle de connexion le plus désavantageux.

CD 621.317.382.064.3 : 621.3.012.8

Sasu, M. : **L'analyse de l'influence des différents paramètres d'un schéma d'essais synthétiques sur la forme de la tension de rétablissement.**

Electrotehnica **18**, no. 6, juin 1970, p. 199–208

L'ouvrage présente les recherches effectuées par l'auteur, à l'aide d'un calculateur analogique, sur un schéma mixte d'essais synthétiques, en vue de déterminer l'influence qu'exercent les divers paramètres du schéma synthétique sur la valeur de sommet et sur la vitesse initiale d'accroissement de la tension transitoire de rétablissement, et en général, sur le régime de travail du schéma mixte après la deconnexion. On présente les modèles mathématiques, les schémas de modélage ainsi que les résultats obtenus à l'aide du calculateur, synthétisés sous forme de diagrammes.

CD 621.316.849.001.24

Suciu, I. : **Le calcul des principaux paramètres des rhéostats à réseaux en éléments résistants en plaques minces courbées.**

Electrotehnica **18**, no. 6, juin 1970, p. 208–215

On présente l'étude et le calcul d'un nouveau type de rhéostat à grande performance, formé d'un système de réseaux composés d'éléments resistifs (resisteurs?) en plaques minces courbées. Basé sur l'étude de la sollicitation thermique de l'élément resistant dans les conditions du refroidissement forcé des réseaux à profils courbés cylindriques, on démontre les relations de calcul pour les principaux paramètres qui interviennent lors de l'élaboration des projets pour le rhéostat.

La contribution apportée dans l'ouvrage concernant l'élaboration des projets pour ces types de rhéostats est illustrée par le développement des prémises de la théorie classique de la sollicitation thermique, les formules étant déterminées aussi dans l'hypothèse que les pertes développées dans les masses actives et la transmisivité thermique par convection varient de façon linéaire avec la température.

CD 621.316.923.9 : 628.972 : 625.2

Barbu, I. et *Dumitrescu, Gh.* : **La protection de l'installation électrique installée sur les wagons de passagers des voies ferrées roumaines.**

Electrotehnica **18**, no. 6, juin 1970, p. 216–221

L'élément le plus sensible de l'installation électrique est formé d'un redresseur à soupape en silicium. La protection de ce dernier et particulièrement du redresseur est réalisée au moyen de fusibles ultrarapides spéciaux. Dans cet ouvrage on présente le calcul, la construction et la technologie de ce type de fusibles. Les calculs thermiques originaux développées ont permis la détermination analytique de l'échauffement, basée sur les coefficients de transmission de la chaleur, déduits pour ce type de fusibles (coupe-circuits).

Les performances des coupe-circuits construits sont similaires à ceux fabriqués à l'étranger que l'on utilisait jusqu'à présent.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.372.4.012.8

Miron, C. : **En ce qui concerne l'équivalence à la borne des dipôles électriques.**

Electrotehnica **18**, no. 6, juin 1970, p. ... 221–225

CD 535.245.1 : 621.326

Vatamanu, O. : **Contributions concernant l'utilisation du diagramme Rousseau dans le cas des courbes photométriques allongées en vue de la détermination des facteurs photométriques.**

Electrotehnica **18**, no. 6, juin 1970, p. 226–229

COMPTES-RENDUS 229–230
RÉFÉRATS 230–231
CHRONIQUE 232

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 Nr. 6 București, iunie 1970

Contribuții la calculul supratensiunilor la conectarea liniilor de transport la un sistem cu putere de scurtcircuit finită

EMILIA WAGNER * — Timișoara

CZ 621.315.1.015.34 : 621.3.014.3

La punerea sub tensiune a liniilor de transport în gol de la un sistem cu putere de scurtcircuit infinită apar supratensiuni cu valoarea maximă la sfîrșitul liniei, egală cu dublul amplitudinii tensiunii din regimul permanent. Variația în timp a tensiunii poate fi determinată relativ ușor pe cale analitică [1], [2], [3].

În prezenta lucrare se urmărește influența puterii de scurtcircuit a sistemului asupra variației în timp a tensiunilor și asupra valorii vîrfului de supratensiune. În literatură [4], [5], [6] sînt prezentate curbe de variație pentru tensiunile de la capetele liniei, la punerea ei sub tensiune, ele fiind însă calculate numeric cu ajutorul metodei Bergeron.

Pentru a putea observa influența diferiților factori asupra supratensiunilor se calculează în lucrarea de față, pentru o linie monofazată, expresia analitică a tensiunilor. Din relația obținută se determină timpul la care apare primul vîrf de supratensiune, valoarea lui și de asemenea valoarea maximă a supratensiunii. Se constată că supratensiunile sînt mai mari decît în cazul cînd puterea de scurtcircuit a sistemului este infinită. Astfel la conectarea unei linii relativ scurte ele pot ajunge la $2{,}43\,U_0$, unde U_0 este amplitudinea tensiunii conectate. Pentru linii de lungime mai mare este prezentată o relație din care rezultă valoarea supratensiunii maxime în funcție de lungimea liniei. Este discutată de asemenea influența momentului de conectare și se arată că primul vîrf de supratensiune este maxim dacă se conectează întreruptorul înainte ce trece prin valoarea maximă tensiunea de alimentare.

* Dr. ing. *E. Wagner* este șef de lucrări la catedra de Bazele electrotehnicii din I. P. Timișoara.

Determinarea supratensiunilor la conectarea liniei la o sursă de tensiune constantă și de putere de scurtcircuit finită

Cazul considerat prezintă importanță deoarece rezultatele ce se vor obține se vor putea aplica direct și la conectarea la o tensiune alternativă a unor linii relativ scurte, adică cu durata de parcurs τ mult mai mică decît perioada tensiunii alternative, și de asemenea se vor folosi la calculul supratensiunilor la conectarea liniilor de lungime mare.

Pentru a ține seama de puterea de scurtcircuit finită a sistemului, la care se conectează linia, se introduce în schema din figura 1 inductivitatea concentrată L_d. Valoarea acestei inductivități este determinată în principal de inductivitatea de dispersie a transformatorului prin care se pune sub tensiune linia, dar ea înglobează și inductivitatea de scurtcircuit

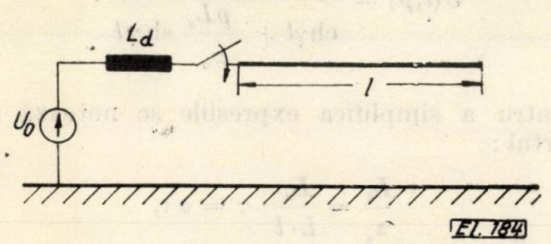


Fig. 1. Schema de conectare a unei linii de transport la o sursă de putere de scurtcircuit finită.

a sistemului față de punctul unde se conectează linia. Linia se consideră fără pierderi, numai cu inductivitatea lineică L și capacitatea lineică C. Pentru a obține variația tensiunii pe linie după conectarea întreruptorului se por-

neşte de la ecuaţiile telegrafiştilor, scrise pentru transformatele Laplace în forma :

$$\begin{aligned} -\frac{dU(x,p)}{dx} &= pL\,I(x,p) \\ -\frac{dI(x,p)}{dx} &= pCU(x,p), \end{aligned} \tag{1}$$

unde $U(x,p)$ şi $I(x,p)$ sînt transformatele Laplace ale tensiunii respectiv ale curentului pe linie. Din ecuaţiile (1) se obţine cîte o ecuaţie pentru tensiune şi curent :

$$\begin{aligned} \frac{d^2U(x,p)}{dx^2} &= p^2LCU(x,p) \\ \frac{d^2I(x,p)}{dx^2} &= p^2LCI(x,p), \end{aligned}$$

care se rezolvă ţinînd seama de condiţiile de limită de la capetele liniei şi anume :

$$\begin{aligned} U(0,p) &= U_0(p) - pL_d\,I(0,p) \\ I(l,p) &= 0, \end{aligned}$$

în care $U_0(p)$ este transformata Laplace a tensiunii aplicate liniei.

Cu notaţiile $\gamma = p\sqrt{LC}$ pentru constanta de propagare şi $z_u = \sqrt{\frac{L}{C}}$ pentru impedanţa de undă a liniei se obţine pentru tensiunea pe linie expresia :

$$U(x,p) = \frac{U_0(p)\,\mathrm{ch}\gamma(l-x)}{\mathrm{ch}\gamma l + \frac{pL_d}{z_u}\,\mathrm{sh}\,\gamma l} \tag{2}$$

care la sfîrşitul liniei devine egală cu :

$$U(l,p) = \frac{U_0(p)}{\mathrm{ch}\gamma l + \frac{pL_d}{z_u}\,\mathrm{sh}\,\gamma l}.$$

Pentru a simplifica expresiile se notează raportul :

$$\frac{L_d}{z_u} = \frac{L_d}{L\cdot l}\cdot\tau = \alpha\tau,$$

unde α reprezintă raportul dintre inductivitatea echivalentă a sursei şi inductivitatea totală a liniei. Cu acestea, se poate scrie tensiunea la sfîrşitul liniei în forma :

$$U(l,p) = \frac{U_0(p)}{\mathrm{ch}\,p\tau + \alpha p\tau\,\mathrm{sh}\,p}. \tag{3}$$

Variaţia în timp a tensiunii se poate determina relativ simplu din relaţia (3) dacă se dezvoltă în serie. Se obţine :

$$U(l,p) = \frac{2U_0(p)}{1+\alpha p\tau}\left\{e^{-p\tau} - \frac{1-\alpha p\tau}{1+\alpha p\tau}e^{-3p\tau} + \ldots + (-1)^k\left(\frac{1-\alpha p\tau}{1+\alpha p\tau}\right)^k e^{-(2k+1)p\tau} + \ldots\right\}. \tag{4}$$

Prezenţa factorului exponenţial $e^{-(2k+1)p\tau}$ indică, conform teoremei întîrzierii, că termenul de ordinul k apare începînd de la timpul $(2k+1)\tau$. Se observă deci că tensiunea la sfîrşitul liniei se obţine prin însumarea unor unde de diferite forme, care sosesc la τ, 3τ, 5τ.....

Între diferiţii termeni ai sumei (4) se poate găsi o relaţie de recurenţă de forma :

$$U_k(l,p) = (-1)^k\frac{2U_0(p)}{1+\alpha p\tau}\left(\frac{1-\alpha p\tau}{1+\alpha p\tau}\right)^k e^{-(2k+1)p\tau} =$$

$$= \varphi_k(l,p)\,e^{-(2k+1)p\tau} = -\varphi_{k-1}(l,p)\frac{1-\alpha p\tau}{1+\alpha p\tau}e^{-(2k+1)p\tau} \tag{5}$$

care arată că forma undei de ordinul k se poate determina în funcţie de unda precedentă $(k-1)$. Folosind relaţia (5) se obţine o relaţie de recurenţă pentru valorile momentane ale funcţiilor φ în forma :

$$\varphi_k(l,t) = \varphi_{k-1}(l,t) - \frac{2}{\alpha\tau}e^{-\frac{t}{\alpha\tau}}\cdot\int_0^t \varphi_{k-1}(l,t)\,e^{-\frac{\theta}{\alpha\tau}}d\theta. \tag{6}$$

Relaţia (6) permite să se calculeze astfel succesiv forma undelor care sosesc la sfîrşitul liniei.

Pentru cazul cînd se conectează linia la o tensiune constantă se obţin, cu $U_0(p) = U_0/p$, următoarele unde :

$$u_0(l,t_0) = 2U_0\left(1 - e^{-\frac{t_0}{\alpha\tau}}\right); \qquad t_0 = t-\tau$$

$$u_1(l,t_1) = -2U_0\left(1-e^{-\frac{t_1}{\alpha\tau}}\right) + \frac{4U_0t_1}{\alpha\tau}e^{-\frac{t_1}{\alpha\tau}}; \quad t_1 = t-3\tau$$

$$u_2(l,t_2) = 2U_0\left(1-e^{-\frac{t_2}{\alpha\tau}}\right) - \frac{4U_0t_2^2}{(\alpha\tau)^2}e^{-\frac{t_2}{\alpha\tau}}; \quad t_2 = t-5\tau$$

$$u_3(l,t_3) = -2U_0\left(1-e^{-\frac{t_3}{\alpha\tau}}\right) + 4U_0e^{-\frac{t_3}{\alpha\tau}}\left\{\frac{t_3}{\alpha\tau} - \frac{t_3^2}{(\alpha\tau)^2} + \frac{2t_3^3}{3(\alpha\tau)^3}\right\}; \qquad t_3 = t-7\tau$$

în care $t_k = t-(2k+1)\tau$, timpul t avînd originea în momentul aplicării tensiunii.

Din relațiile obținute se observă că pînă la 3τ tensiunea crește exponențial și poate deveni cel mult $2U_0$. În următorul interval $(3-5)\tau$ tensiunea devine egală cu :

$$u(l,t_1) = 2U_0\, e^{-\frac{t_1}{\alpha\tau}}\left(1+\frac{2t_1}{\alpha\tau}-e^{-\frac{2}{\alpha}}\right)$$

și, la timpul t_{1m} egal cu :

$$t_{1m} = \frac{\alpha\tau}{2}(1+e^{-\frac{2}{\alpha}}), \qquad (7)$$

se obține valoarea maximă :

$$u_m = \frac{4U_0}{\sqrt{e}}\, e^{-\frac{1}{2}e^{-\frac{2}{\alpha}}} = 2{,}43\,U_0\, e^{-\frac{1}{2}e^{\frac{2}{\alpha}}}. \qquad (8)$$

Variația în funcție de α a timpului la care apare supratensiunea maximă este reprezentată în figura 2. Se observă că $t_{1m} < 2\tau$ numai

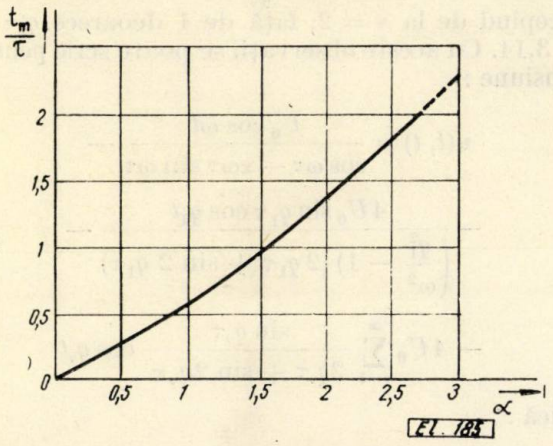


Fig. 2. Timpul la care apare primul vîrf de supratensiune.

pentru $\alpha \leqslant 2{,}75$. În figura 3 este redată variația tensiunii maxime în funcție de α. Se constată că la o inductivitate ori cît de mică, dar finită, apare o supratensiune de 2,43 U_0 adică mai mare decît cea calculată pentru cazul sursei de putere infinită egală numai cu $2U_0$. Cu creșterea lui α scade supratensiunea și devine mai mică decît $2U_0$ pentru $\alpha > 2$. Pentru $\alpha > 2$ apare însă o supratensiune mai mare decît $2U_0$ în intervalul $(5-7)\tau$ și anume aproximativ egală cu 2,1 U_0.

Supratensiuni mai mari decît $2U_0$ apar și în următoarele intervale de timp ; valoarea lor maximă nu depășește însă prima supratensiune, adică cea care apare între $(3-7)\tau$.

Variația în timp a tensiunii pe linie poate fi calculată din relația (3) și cu ajutorul teoremei de dezvoltare a lui Heaveside. Pentru aceasta se calculează rădăcinile numitorului

$$\mathrm{ch}\,p\tau + \alpha p\tau\,\mathrm{sh}\,p\tau = 0.$$

Introducînd notația $p = jq$ se obține ecuația :

$$\mathrm{ctg}\,q\tau = \alpha q\tau,$$

care conduce la un număr infinit de rădăcini $\pm q_\nu$. În [3] sînt date sub formă de tabel primele 4 rădăcini pentru α cuprins între 0 și ∞.

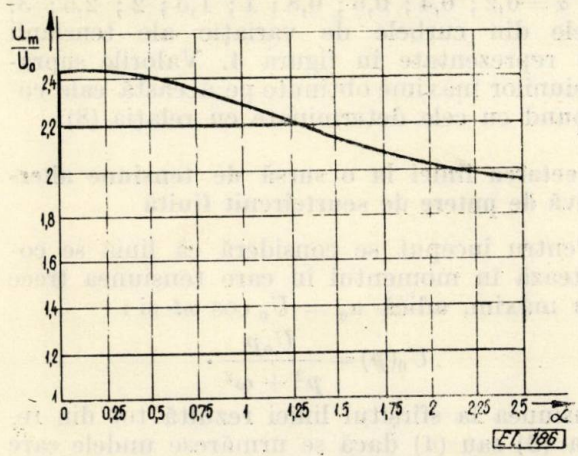


Fig. 3. Valoarea primului vîrf de supratensiune.

După efectuarea unor calcule intermediare se obține pentru tensiunea la sfîrșitul liniei expresia :

$$u(l,t) = U_0 - 4U_0 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\sin q_\nu\tau}{2q_\nu\tau + \sin 2q_\nu\tau}\cdot\cos q_\nu t. \qquad (9)$$

Ca verificare se vede că pentru $\alpha = 0$, se obține $q_\nu\tau = \dfrac{2\nu+1}{2}\pi$ care înlocuit în relația (9) duce la expresia cunoscută din [3] pentru conectarea liniilor de transport la surse de putere infinită.

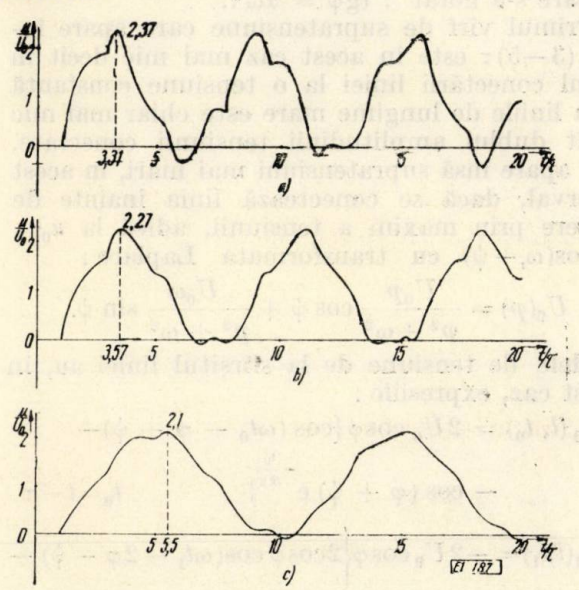


Fig. 4. Curbele de variație ale tensiunii de la sfîrșitul liniei la conectarea ei la o tensiune constantă U_0 :
a) $\alpha = 0{,}6$; *b)* $\alpha = 1$; *c)* $\alpha = 2$.

În relația (9) termenul al doilea reprezintă componenta tranzitorie a tensiunii și la calcularea ei este de obicei suficient să se considere numai primii patru termeni, deoarece su-

ma este rapid convergentă. Cu ajutorul expresiei (9) au fost calculate tensiunile la sfîrșitul unei linii folosind un calculator numeric pentru $\alpha = 0{,}2$; 0,4 ; 0,6 ; 0,8 ; 1 ; 1,5 ; 2 ; 2,5 ; 3. Unele din curbele de variație ale tensiunii sînt reprezentate în figura 4. Valorile supratensiunilor maxime obținute pe această cale corespund cu cele determinate cu relația (8).

Conectarea liniei la o sursă de tensiune alternativă de putere de scurtcircuit finită

Pentru început se consideră că linia se conectează în momentul în care tensiunea trece prin maxim, adică $u_0 = U_0 \cos \omega t$ și :

$$U_0(p) = \frac{U_0 p}{p^2 + \omega^2}.$$

Tensiunea la sfîrșitul liniei rezultă tot din relația (3) sau (4) dacă se urmăresc undele care sosesc la sfîrșitul liniei. Pentru calculul diferitelor unde se folosește, de asemenea, relația (6) care conduce la următoarele expresii :

$$u_0(l,t_0) = -2U_0 \cos\varphi \{\cos(\omega t_0 - \varphi) - \cos^2\varphi \, e^{-\frac{t_0}{\alpha\tau}}\} \qquad t_0 = t - \tau$$

$$u_1(l,t_1) = -2U_0 \cos\varphi \left\{ 2\cos\varphi \cos(\omega t_1 - 2\varphi) - \cos(\omega t_1 - \varphi) + e^{-\frac{t_1}{\alpha\tau}} \left(1 - 2\cos 2\varphi - 2\frac{t_1}{\alpha\tau}\right)\right\}$$

. . . . . $t_1 = t - 3\tau$

în care s-a notat : $\operatorname{tg}\varphi = \alpha\omega\tau$.

Primul vîrf de supratensiune care apare între $(3-5)\tau$ este în acest caz mai mic decît în cazul conectării liniei la o tensiune constantă și la liniile de lungime mare este chiar mai mic decît dublul amplitudinii tensiunii conectate. Pot apare însă supratensiuni mai mari, în acest interval, dacă se conectează linia înainte de trecere prin maxim a tensiunii, adică la $u_0 = U_0 \cos(\omega_t - \psi)$ cu transformata Laplace :

$$U_0(p) = \frac{U_0 p}{p^2 + \omega^2} \cos\psi + \frac{U_0 \omega}{p^2 + \omega^2} \sin\psi.$$

Undele de tensiune de la sfîrșitul liniei au, în acest caz, expresiile :

$$u_0(l, t_0) = 2U_0 \cos\varphi \{\cos(\omega t_0 - \varphi - \psi) - \cos(\varphi + \psi) e^{-\frac{t_0}{\alpha\tau}}\} \qquad t_0 = t - \tau$$

$$u_1(l,t_1) = -2U_0 \cos\varphi \left\{ 2\cos\varphi \cos(\omega t_1 - 2\varphi - \psi) - \cos(\omega t_1 - \varphi - \psi_1) + e^{-\frac{t_1}{\alpha\tau}} \left[\cos(\varphi + \psi) \left(1 - 2\frac{t_1}{\alpha\tau}\right) - 2\cos(2\varphi + \psi)\cos\varphi \right] \right\}.$$

. . . . . $t_1 = t - 3\tau$

Relațiile obținute permit calcularea supratensiunii maxime pentru diferite unghiuri de defazaj ψ fără să se poată însă determina analitic supratensiunea maximă și unghiul de conectare cel mai dezavantajos.

Pentru a putea calcula analitic supratensiunea maximă, se determină din (3) valoarea momentană a tensiunii cu teorema dezvoltării. Admițînd că se conectează cînd tensiunea trece prin maxim se obține :

$$u(l, t) = \frac{U_0 \cos \omega t}{\cos\omega\tau - \alpha\omega\tau \sin\omega\tau} - 4U_0 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\sin q_\nu \tau}{\left(1 - \frac{\omega^2}{q_\nu^2}\right)(2q_\nu\tau + \sin 2q_\nu\tau)} \cdot \cos q_\nu t.$$

Pentru linii cu lungimea sub 600 km se obține $\omega\tau \leqslant 0{,}63$ și termenul $\frac{\omega^2}{q_\nu^2}$ poate fi neglijat, începînd de la $\nu = 2$, față de 1 deoarece $q_2\tau > 3{,}14$. Cu aceste observații se poate scrie pentru tensiune :

$$u(l, t) = \frac{U_0 \cos \omega t}{\cos\omega\tau - \alpha\omega\tau \sin\omega\tau} - \frac{4U_0 \sin q_1\tau \cos q_1 t}{\left(\frac{q_1^2}{\omega^2} - 1\right)(2q_1\tau + \sin 2q_1\tau)} - 4U_0 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\sin q_\nu\tau}{2q_\nu\tau + \sin 2q_\nu\tau} \cos q_\nu t$$

adică :

$$u(l,t) = u_{1m} \cos\omega t - u_{2m} \cos q_1 t - u_3. \qquad (10)$$

Primul termen din relația (10) este tensiunea în regim permanent la capătul liniei. Valoarea acestei tensiuni este reprezentată în figura 5 pentru linii de diferite lungimi. Ultimii doi termeni reprezintă componenta tranzitorie a tensiunii și ele se atenuează cu timpul datorită pierderilor pe linie. Amplitudinea termenului al doilea, care este o tensiune alternativă cu pulsația q_1, este reprezentată în figura 6. Comparînd curbele din figura 5 și figura 6 se constată că, practic :

$$u_{2m} = u_{1m} - U_0.$$

Tensiunea u_3 din relația (10) este egală cu componenta tranzitorie de la cazul cînd se conectează o tensiune constantă la linie (9).

Supratensiunea maximă apare la sfîrșitul liniei în momentul cînd cele trei tensiuni obțin simultan valoarea maximă, adică :

$$u_m = u_{1m} + u_{2m} + u_{3m} = 2u_{1m} - U_0 + u_{3m},$$

care conduce întotdeauna la o valoare mai mare decît $2U_0$. Raportînd supratensiunea la

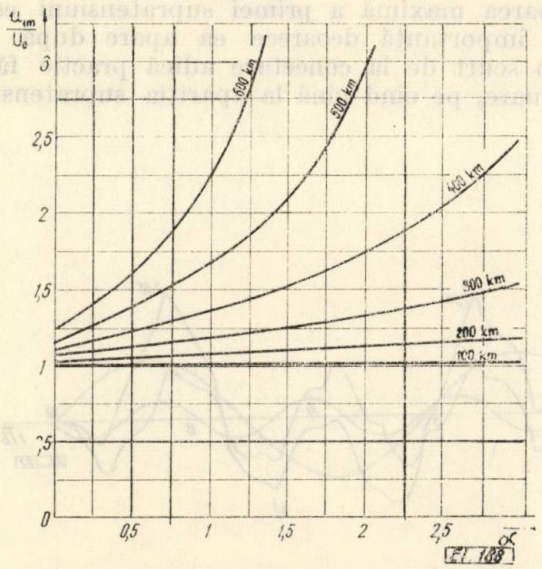


Fig. 5. Tensiunea la sfîrşitul liniei în regim permanent.

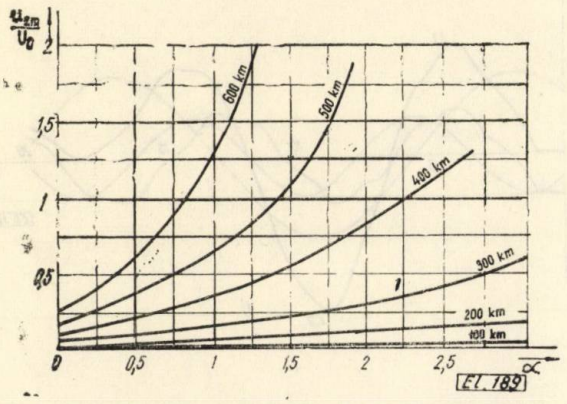


Fig. 6. Amplitudinea componentei tranzitorii alternative a tensiunii de la sfîrşitul liniei.

tensiunea de la sfîrşitul liniei din regimul permanent, rezultă :

$$\frac{u_m}{u_{1m}} = 2 + \frac{u_{3m} - U_0}{u_1} \qquad (11)$$

şi, cum $u_{3m} > U_0$, rezultă că acest raport este mai mare decît 2.

Valoarea raportului de supratensiune din (11) a fost calculată pentru linii de diferite lungimi şi este reprezentată în figura 7.

Pentru a determina timpul de conectare la care primul vîrf de supratensiune este maxim se calculează tensiunea din (3) şi pentru cazul cînd $u_0 = U_0 \cos(\omega t - \psi)$. Se obţine :

$$u(l,t) = \frac{U_0 \cos(\omega t - \psi)}{\cos \omega\tau - \alpha\omega\tau \sin \omega\tau} -$$

$$- \frac{4U_0 \sin q_1\tau}{\left(\frac{q_1^2}{\omega^2} - 1\right)(2q_1\tau + \sin 2q_1\tau)} \frac{\cos\psi}{\cos\psi'} \cos(q_1 t - \psi') -$$

$$- \cos\psi\, u_3, \qquad (12)$$

unde s-a mai notat :

$$\operatorname{tg}\psi' = \frac{q_1}{\omega} \operatorname{tg}\psi.$$

Observînd că, practic, primul vîrf de supratensiune apare cînd componenta tranzitorie u_3 este maximă, adică la timpul determinat cu relaţia (7), se înlocuieşte această valoare a lui t_{1m} în (12) şi se calculează valoarea maximă

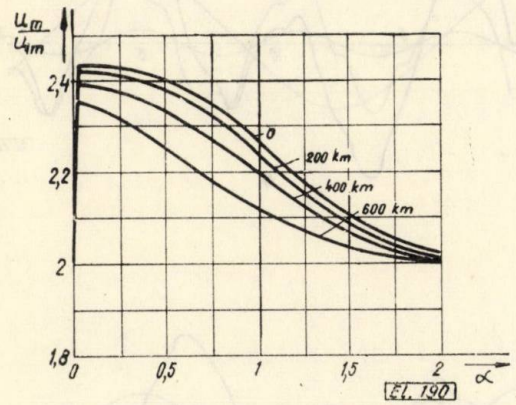
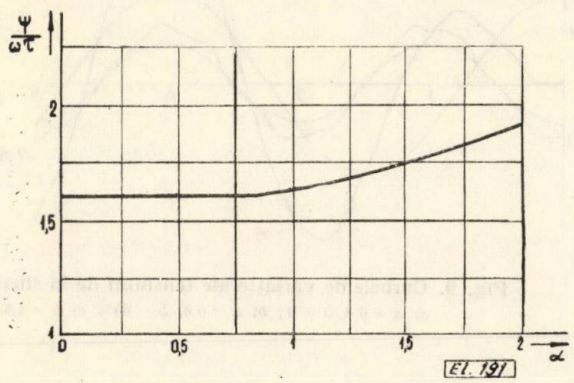


Fig. 7. Valoarea supratensiunii maxime pentru linii de diferite lungimi.

a lui $u(l,t_{1m})$ în funcţie de ψ. Efectuînd calculele se obţine cu notaţiile din (10) :

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{u_{1m} \sin \omega t_{1m} - (u_{1m} - 1)\frac{q_1}{\omega} \sin q_1 t_{1m}}{u_{1m} \cos \omega t_{1m} - (u_{1m} - 1)\cos q_1 t_{1m} + u_{3m}}. \qquad (13)$$

Relaţia (13) permite determinarea lui ψ pentru o anumită linie în funcţie de valoarea lui α. Se constată că pentru valori $\alpha < 1$ unghiul de defazaj rezultă aproximativ constant, egal



8. UnFig. ghiul de defazare a tensiunii, la care primul vîrf de supratensiune este maxim.

cu $1{,}6\omega\tau$. La valori mai mari ale lui α creşte şi unghiul ψ. În figura 8 s-a reprezentat variaţia lui ψ pentru o linie de 400 km.

Pentru a evidenţia influenţa momentului de conectare asupra valorii supratensiunilor

s-a reprezentat în figura 9, pentru o linie de 400 km, variaţia tensiunii la sfîrşitul liniei pentru $\alpha = 0{,}6$; 1,5 ; 2 în cazul cînd se conectează la $\psi = 0$ şi la $\psi \neq 0$ calculat cu relaţia (13).

Valoarea maximă a primei supratensiuni este însă importantă deoarece ea apare după un timp scurt de la conectare adică practic fără atenuare, pe cînd pînă la apariţia supratensiu-

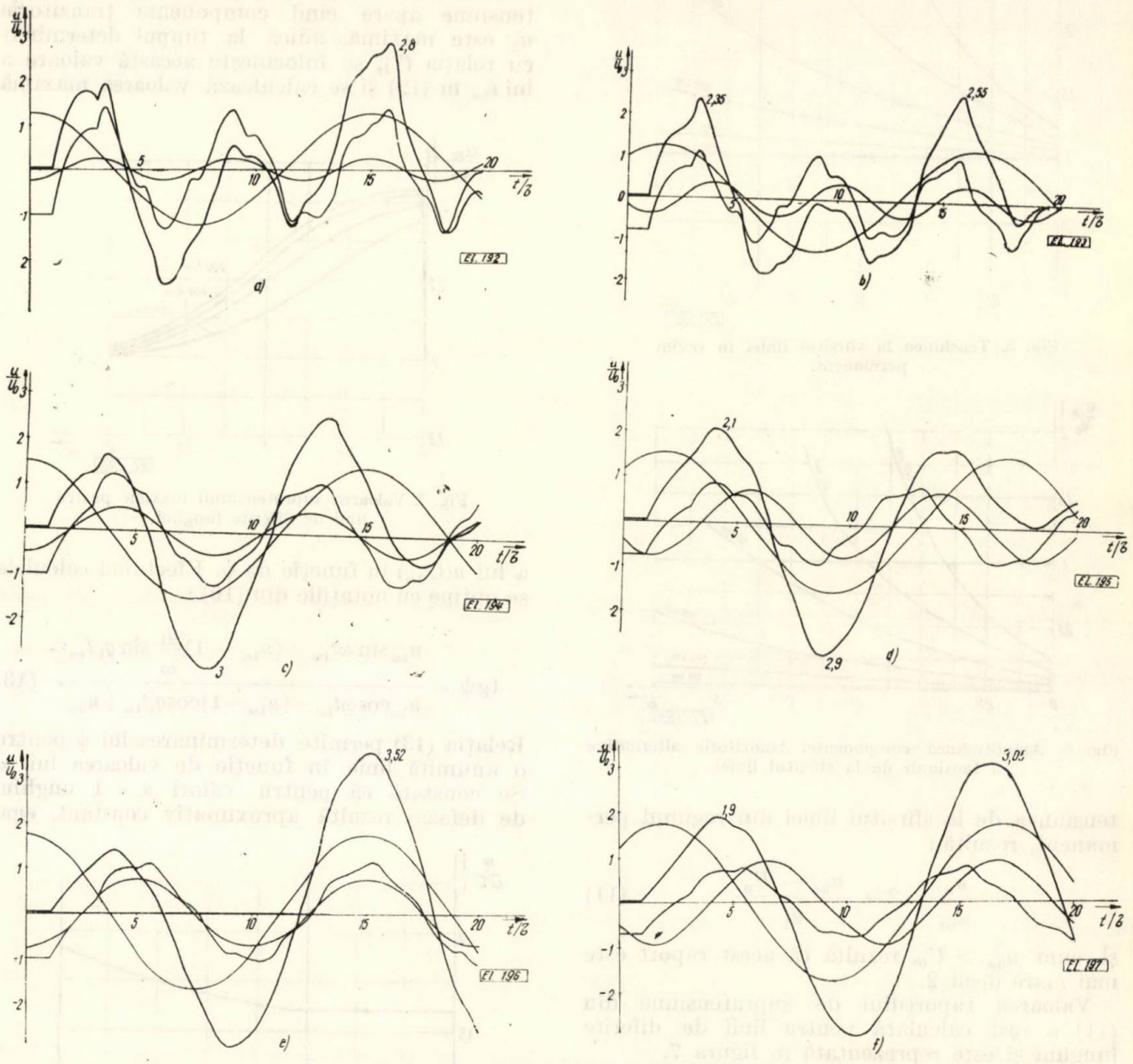


Fig. 9. Curbele de variaţie ale tensiunii de la sfîrşitul unei linii de 400 km, la conectare la o tensiune alternativă :
a) $\alpha = 0{,}6, \psi = 0$; *b)* $\alpha = 0{,}6, \psi = 38°$; *c)* $\alpha = 1{,}5, \psi = 0$; *d)* $\alpha = 1{,}5, \psi = 42°$; *e)* $\alpha = 2, \psi = 0$; *f)* $\alpha = 2, \psi = 45°$.

Se constată că supratensiunea maximă coincide cu cea calculată şi reprezentată în figura 7 şi, de asemenea, că la conectarea la $\psi \neq 0$ primul vîrf de supratensiune este mai mare decît dacă se conectează în momentul cînd tensiunea trece prin maxim. Dar chiar şi la conectarea la unghiul cel mai dezavantajos supratensiunea maximă rezultă mai mare de cît primul vîrf.

nii maxime se mai atenuează fenomenul tranzitoriu.

Curba de variaţie a tensiunii la sfîrşitul liniei pentru $\alpha = 2$, din figura 9, coincide cu aceea prezentată în [4] şi calculată cu ajutorul metodei Bergeron.

Din figura 9 se mai observă că al doilea vîrf de supratensiune care apare aproximativ după

o jumătate de perioadă a tensiunii alternative este deja apropiat de supratensiunea maximă.

Valoarea primei supratensiuni, la unghiul de defazaj ψ calculat din (13) pentru o linie de 400 km este reprezentată în figura 10.

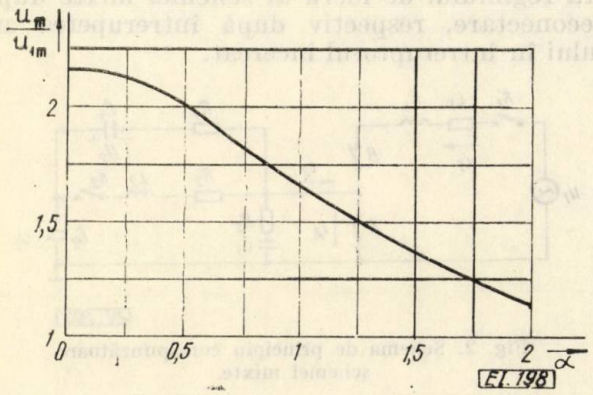


Fig. 10. Valoarea maximă a primei supratensiuni la $\psi \neq 0$.

Concluzii

Supratensiunile ce apar la punerea sub tensiune a unei linii depinde de puterea de scurtcircuit a sistemului. Ele rezultă întotdeauna mai mari decît cele care apar în cazul conectării la o sursă de putere infinită. Supratensiunea maximă care poate să apară la linii relativ scurte ($l \leqslant 100$ km) este de 2,43 U_0. La linii mai lungi supratensiunea raportată la tensiunea din regimul permanent este mai mică.

Primul vîrf de supratensiune care apare între $(3-7)\tau$ depinde de momentul în care se conectează tensiunea alternativă. Dacă se închide întreruptorul înainte de trecerea prin maxim a tensiunii de alimentare se obțin vîrfuri de supratensiuni mai mari decît la conectarea în momentul trecerii prin maxim a tensiunii. Unghiul de defazaj cel mai dezavantajos este funcție de lungimea liniei și rezultă de aproximativ $1{,}6\omega\tau$ pentru $\alpha < 1$. La acest unghiu de conectare valoarea primei supratensiuni este mai mare decît $2U_0$. Acest prim vîrf de supratensiune prezintă importanță deoarece apare după un timp scurt, adică fără atenuare. Supratensiunea maximă apare după un timp mai lung, în care fenomenele tranzitorii se atenuează.

Bibliografie

[1] *Slamecka, E.* Ausgleichsvorgänge beim Ausschalten von kurzgeschlossenen und beim Ein — und Ausschalten von offenen elektrischen Leitungen. In : ETZ-A vol. **87** nr. 15, 1966, p. 545—550.

[2] *Hammarlund, P.* Vostanavlivaiușceesia napriajenia na kontaktah vîkliuciatelia. Moscova, Gosenergoizdat, 1956.

[3] *Kontorovici, M. I.* Calculul operațional și fenomenele tranzitorii în circuitele electrice. București, Editura energetică de Stat, 1955.

[4] *Althammer, P.* și *Petitpierre, R.* Schaltvorgänge und Schaltüberspannungen in Höchstspannungsnetzen. In : Brown Boveri Mitteilungen vol. **51**, nr. 1—2, 1964, p. 33—46.

[5] *Jirku, J.* Das Problem der Schaltüberspannungen auf langen Hochspannungsleitungen. In : Wissenschaftliche Zeitschrift der Technischen Universität Dresden vol. **15**, nr. 3, 1966, p. 589—597.

[6] *Catenacci, G., Clerici, A.*, *Colombo, A.* și *Manara, R.* Evaluation of overhead line switching surges based on several TNA studies. Symposium on Switching Surges in High Voltage Systems, Varșovia, dec. 1967.

Intrat în redacție la 11.XI.1968

Analiza influenței diferiților parametri ai unei scheme de încercări sintetice asupra formei tensiunii de restabilire

MIMI SASU* — București

CZ 621.317.382.064.3 : 621.3.012.8

1. Prezentarea problemei

Încercările la care sînt supuse întreruptoarele de înaltă tensiune în stațiile de încercare sintetice trebuie să acopere solicitările cele mai severe care pot apărea pe rețeaua unde sînt instalate aparatele respective. Cel mai adesea, calitatea unei scheme de încercări sintetice se apreciază în funcție de gradul de corectitudine cu care schema respectivă furnizează tensiunea tranzitorie de restabilire la bornele întreruptorului încercat.

În literatura de specialitate se arată că, în general, diferitele tipuri de întreruptoare pot fi sensibile fie la modul în care se restabilește tensiunea în primele momente după întreruperea arcului electric (perioada termică), fie la maximul atins de tensiunea de restabilire după un anumit timp (perioada dielectrică) și în sfîrșit, fie la viteza maximală de restabilire (perioada termo-dielectrică). Pornind de la restricțiile impuse în cele trei perioade, se definește curba tensiunii de restabilire prin anumiți parametri de formă [1].

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal la laboratorul de calcul electronic din I.C.P.E.

În figura 1 este reprezentată alura tensiunii tranzitorii de restabilire care apare la bornele unui întreruptor după întreruperea arcului electric. Pentru definirea tensiunii de restabilire,

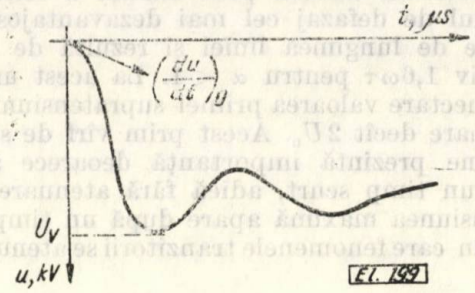


Fig. 1. Forma tensiunii tranzitorii de restabilire.

în această lucrare s-au utilizat doi parametri și anume [1]; [2]:

— valoarea de vîrf a tensiunii de restabilire U_v;

— viteza inițială de creștere a tensiunii de restabilire, v_0,

unde:

$$v_0 = \left(\frac{du}{dt}\right)_{t=0}.$$

Posibilitatea de a obține o tensiune de restabilire de o formă dată prezintă un mare interes în verificările la care sînt supuse întreruptoarele de înaltă tensiune în stațiile de încercări. Pentru a cunoaște condițiile în care o schemă de încercare sintetică poate să modeleze cel mai fidel o tensiune impusă este necesar să se studieze influența diferitelor elemente ale schemei asupra formei tensiunii tranzitorii de restabilire.

În lucrare se exemplifică un astfel de studiu efectuat de autor, cu ajutorul unui calculator analogic, asupra unei scheme mixte de încercare sintetică la putere de rupere a întreruptoarelor de înaltă tensiune. Schema de principiu corespunzătoare schemei mixte este prezentată în figura 2. Studiul a avut ca scop să pună în evidență influența pe care o au capacitățile C_3 și C_4 și rezistențele R_3 și R_4 asupra valorii de vîrf și a vitezei inițiale de creștere a tensiunii de restabilire și în general, asupra regimului de lucru al schemei mixte după deconectare, respectiv după întreruperea arcului în întreruptorul încercat.

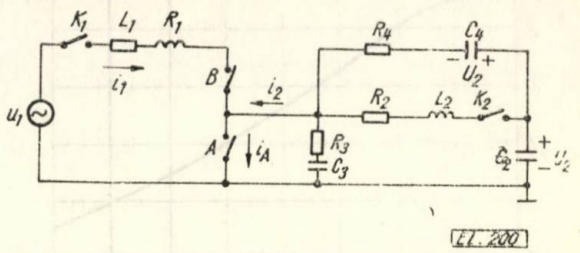


Fig. 2. Schema de principiu corespunzătoare schemei mixte.

2. Metodica de lucru

Efectuarea unui astfel de studiu necesită un volum mare de lucru deoarece, pentru a obține un număr convenabil de rezultate pentru interpretare este necesar să se impună foarte multe variante de studiu, ceea ce duce la o mare împrăștiere a datelor și implicit, apar o serie de probleme de adaptare a tuturor variantelor de calcul necesare, la capacitatea de utilizare a calculatorului analogic folosit.

2.1. Date de calcul

S-a simulat încercarea unui întreruptor avînd o tensiune nominală $U_n = 110$ kV$_{ef}$ la un curent de scurtcircuit de 40 kA$_{ef}$ și la o putere de rupere 50%. Ca punct de plecare al studiului efectuat autorul și-a propus datele de calcul prezentate în tabela 1. Printr-un studiu anterior s-a stabilit că în general rezistența R_2 este cel puțin cu două ordine de mărime mai mică decît rezistențele R_3 și R_4 [3]. Considerînd deci că influența ei asupra funcționării

Tabela 1

Date inițiale de calcul

R_2, Ω	0												
C_2, μF	11,44												
C_4, μF	0,15				0,30				0,60				0,60
C_3, μF	0,60				0,30				0,15				∞
L_2, mH	9,10				8,75				8,40				8,40
U_c, kV	−163				−159				−157				−157
R_4, Ω	50	100	250	1000	50	100	250	1000	50	100	250	1000	50
R_3, Ω	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	—
	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000

schemei mixte este neglijabilă, în tabela 1 s-a presupus $R_2 = 0$.

Cele 51 de variante de studiu care rezultă din tabela 1 au fost sintetizate în următoarele trei cazuri distincte:

1) C_4, C_3, R_4, R_3 — valori finite, diferite de zero;

2) C_4, C_3, R_4 — valori finite, diferite de zero, $R_3 = 0$;

3) C_4, R_4, R_3 — valori finite, diferite de zero, $C_3 = \infty$.

Conform acestor ipoteze de lucru, schema mixtă după deconectare capătă aspecte structural diferite, așa cum se poate vedea în figura 3, descrise de ecuații diferite.

— ceea ce interesează să se obțină în final pe calculatorul analogic sînt caracteristicile de variație $u_A = f_1(t)$ și $\frac{du_A}{dt} = f_2(t)$ în vederea determinării celor doi parametri de formă U_v și v_0. Ca urmare, la cele trei ecuații ale sistemului (1), trebuie să se mai adauge o ecuație în care funcția $\frac{du_A}{dt}$ să apară în mod explicit;

— după efectuarea calculelor necesare pentru satisfacerea condițiilor de la punctele precedente se obține o altă variantă a modelului matematic de bază, avînd o formă adecvată pentru modelarea pe calculatorul analogic.

Transpunerea acestui model matematic pe calculatorul analogic presupune impunerea anumitor transformări de scară (de timp și de amplitudine) pentru a se trece de la mărimi reale

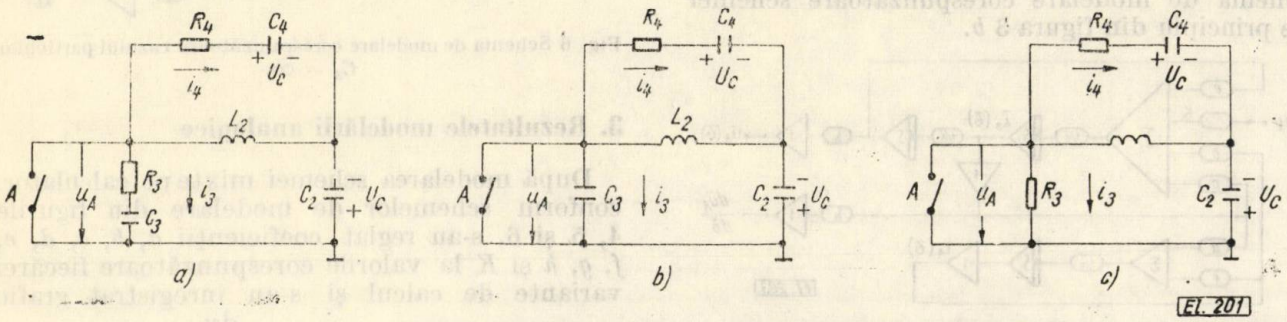


Fig. 3. Schema mixtă după deconectare în diferite ipoteze de lucru:
a — cazul general; *b* — cazul particular $R_3 = 0$; *c* — cazul particular $C_3 = \infty$.

2.2. *Stabilirea modelelor matematice și a schemelor de modelare*

a) Cazul general (elementele schemei, iau valori finite, diferite de zero). Aplicînd legea a II-a a lui Kirchhoff și legea lui Ohm schemei din figura 3 *a*, se obține următorul model matematic de bază:

$$\begin{cases} L_2 \dfrac{d(i_3+i_4)}{dt} + R_3 i_3 + \left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right)\int_0^t i_3\,dt = U_c; \\ L_2 \dfrac{d(i_3+i_4)}{dt} + R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\int_0^t i_4\,dt = U_c; \\ R_3 i_3 + \dfrac{1}{C_3}\int_0^t i_3\,dt = u_A. \end{cases} \quad (1)$$

Condiții inițiale nule: $t = 0$, $i_3 = 0$, $i_4 = 0$ ($u_A = 0$).

Observații:

— modelarea primelor două ecuații din sistemul (1) implică explicitarea în prealabil a derivatelor de ordinul 1 corespunzătoare funcțiilor i_3 și i_4;

la mărimi — calculator. După o serie de calcule, se obține în cele din urmă modelul matematic pentru calculator. În anexa 1 se prezintă succint etapele de calcul pentru determinarea modelului matematic final, precum

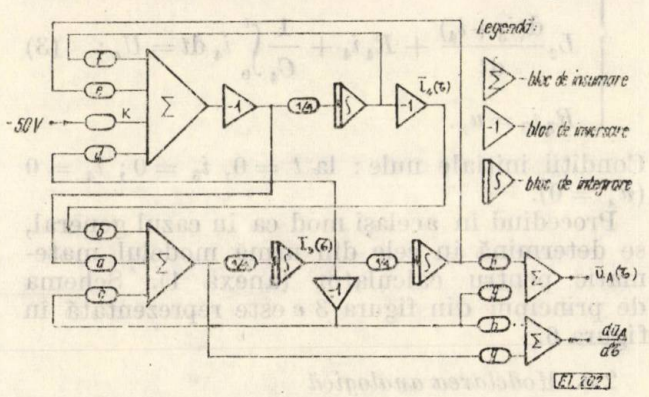


Fig. 4. Schema de modelare corespunzătoare cazului general.

și formulele pe baza cărora se calculează coeficienții sistemului de ecuații respectiv. Schema de modelare corespunzătoare schemei de principiu din figura 3 *a* este reprezentată în figura 4.

b) Cazul particular $R_3 = 0$. Aplicarea legii a II-a a lui Kirchhoff și al legii lui Ohm schemei din figura 3 *b* conduce la următorul model matematic de bază:

$$\begin{cases} L_2 \dfrac{\mathrm{d}(i_3+i_4)}{\mathrm{d}t} + \left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)\displaystyle\int_0^t i_3\,\mathrm{d}t = U_C; \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}(i_3+i_4)}{\mathrm{d}t} + R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\displaystyle\int_0^t i_4\,\mathrm{d}t = U_C; \\ \dfrac{1}{C_3}\displaystyle\int_0^t i_3\,\mathrm{d}t = u_A. \end{cases} \quad (2)$$

Condiții inițiale nule: la $t = 0$, $i_3 = 0$; $i_4 = 0$ ($u_A = 0$).

Pentru obținerea modelului matematic pentru calculator se procedează în același mod ca în cazul general. Etapele de calcul sînt prezentate în anexa 1. În figura 5 este reprezentată schema de modelare corespunzătoare schemei de principiu din figura 3 *b*.

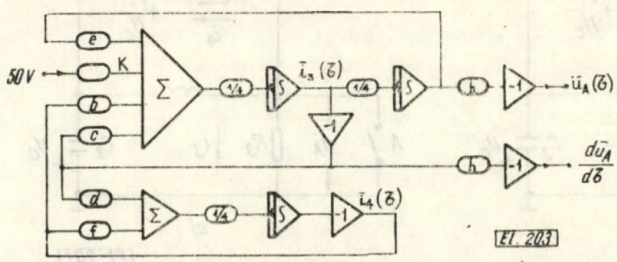


Fig. 5. Schema de modelare corespunzătoare cazului particular $R_3 = 0$.

c) Cazul particular $C_3 = \infty$. Dacă se aplică legea a II-a a lui Kirchhoff și legea lui Ohm schemei din figura 3 *c*, se obține următorul model matematic de bază:

$$\begin{cases} L_2 \dfrac{\mathrm{d}(i_3+i_4)}{\mathrm{d}t} + R_3 i_3 + \dfrac{1}{C_2}\displaystyle\int_0^t i_3\,\mathrm{d}t = U_C; \\ L_2 \dfrac{\mathrm{d}(i_3+i_4)}{\mathrm{d}t} + R_4 i_4 + \dfrac{1}{C_4}\displaystyle\int_0^t i_4\,\mathrm{d}t = U_C; \\ R_3 i_3 = u_A. \end{cases} \quad (3)$$

Condiții inițiale nule: la $t = 0$, $i_3 = 0$; $i_4 = 0$ ($u_A = 0$).

Procedînd în același mod ca în cazul general, se determină în cele din urmă modelul matematic pentru calculator (anexa 1). Schema de principiu din figura 3 *c* este reprezentată în figura 6.

2.3. *Modelarea analogică*

Pentru modelarea schemei mixte după deconectare în cele trei cazuri analizate, s-a utilizat un calculator analogic MEDA—ARITMA. Așa cum rezultă din tabela 1, datele inițiale de calcul sînt nu numai numeroase dar au și o gamă de variație extrem de largă. În consecință, transpunerea pe calculatorul analogic a celor trei scheme de modelare, în toate variantele de studiu corespunzătoare, comportă anumite particularități. În anexa 2 se prezintă cîteva observații în legătură cu tehnica de modelare utilizată de autor.

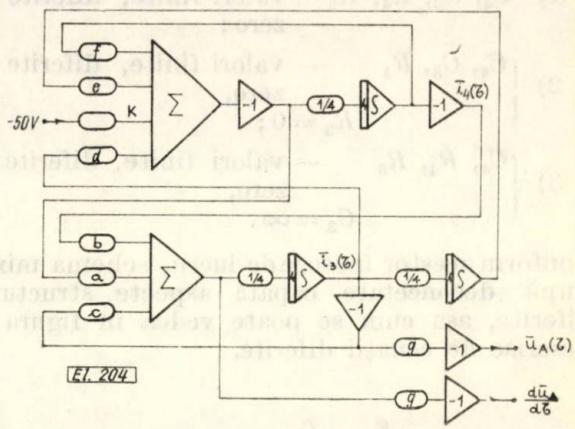


Fig. 6 Schema de modelare corespunzătoare cazului particular $C_3 = \infty$.

3. Rezultatele modelării analogice

După modelarea schemei mixte pe calculator, conform schemelor de modelare din figurile 4, 5 și 6, s-au reglat coeficienții a, b, c, d, e, f, g, h și K la valorile corespunzătoare fiecărei variante de calcul și s-au înregistrat grafic caracteristicile $\bar{u}_A = f_1(\tau)$ și $\dfrac{\mathrm{d}u_A}{\mathrm{d}\tau} = f_2(\tau)$, în total 102 curbe.

Tabela 2

C_2, μF	11,44							
C_4, μF	0,15			0,30			0,60	
C_3, μF	0,30			0,30			∞	
L_2, mH	9,10			8,75			8,40	
U_C, kV	−163			−159			−157	
R_4, Ω	50		1000	50		1000	50	
R_3, Ω	0	100	1000	0	100	1000	50	100
Figura	*a*	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	*a*	*b*
	7						8	

a) Din materialul grafic obținut pe calculator s-au ales opt curbe $\bar{u}_A = f(\tau)$ care permit să se vadă influența parametrilor C_4, C_3, R_4 și R_3 asupra regimului de funcționare al schemei mixte. Curbele respective sînt reprezentate în figurile 7 și 8, cu menționarea transformărilor de timp și de amplitudine care trebuie efectuate pentru a se face trecerea inversă, de la mărimi calculator la mărimi reale.

În tabela 2 sînt sintetizați parametrii corespunzători oscilogramelor din figurile 7 și 8.

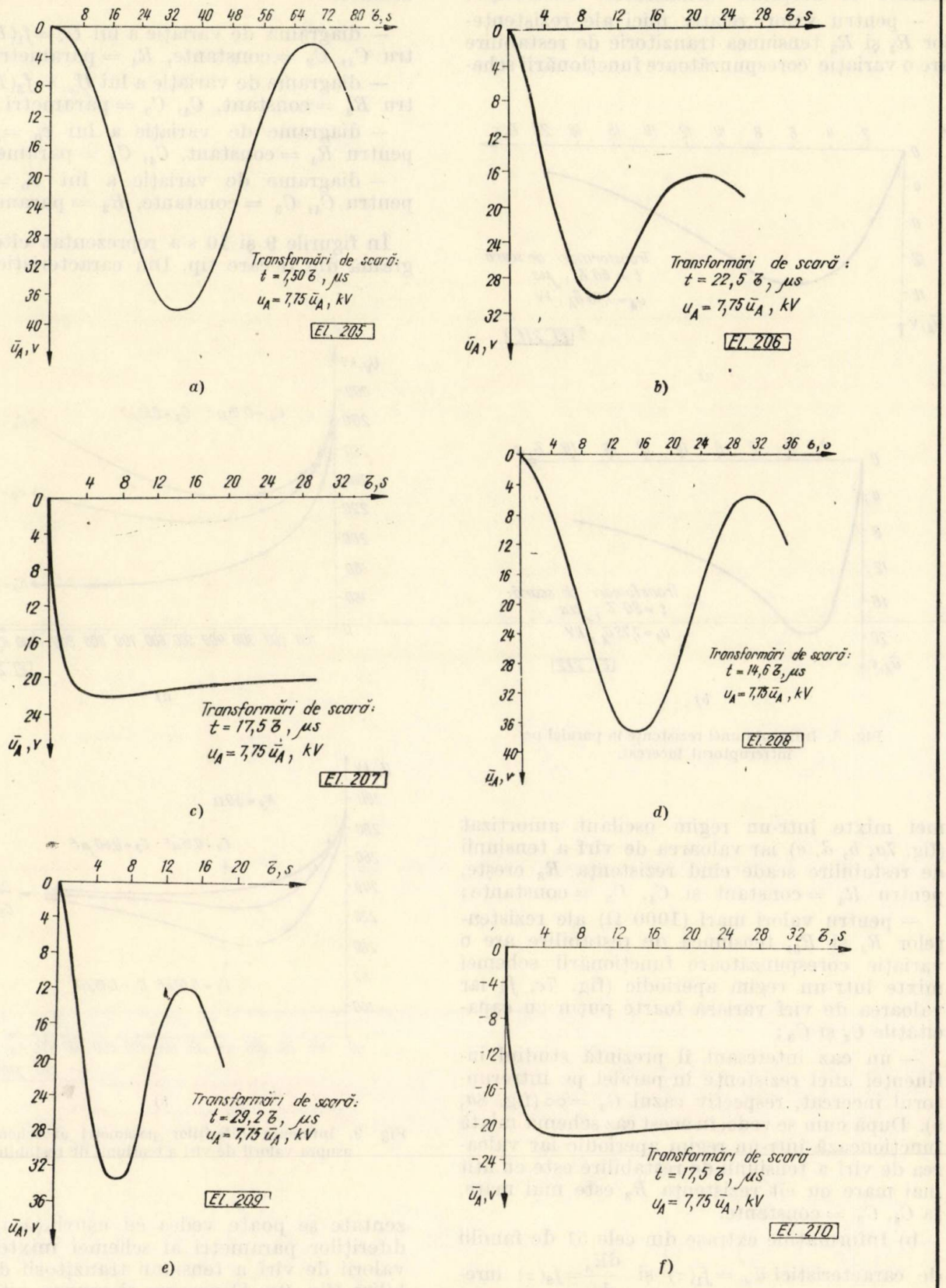


Fig. 7. Influența diferiților parametri asupra regimului de funcționare al schemei mixte.

Dintr-o analiză sumară a oscilogramelor prezentate se desprind următoarele observații:

— pentru valori relativ mici ale rezistențelor R_4 și R_3 tensiunea tranzitorie de restabilire are o variație corespunzătoare funcționării schemei mixte într-un regim oscilant amortizat (fig. 7*a*, *b*, *d*, *e*) iar valoarea de vîrf a tensiunii de restabilire scade cînd rezistența R_3 crește, pentru R_4 = constant și C_4, C_3 = constante;

— pentru valori mari (1000 Ω) ale rezistențelor R_4 și R_3, tensiunea de restabilire are o variație corespunzătoare funcționării schemei mixte într-un regim aperiodic (fig. 7*c*, *f*) iar valoarea de vîrf variază foarte puțin cu capacitățile C_4 și C_3;

— un caz interesant îl prezintă studiul influenței unei rezistențe în paralel pe întreruptorul încercat, respectiv cazul $C_3 = \infty$ (fig. 8*a*, *b*). După cum se vede, în acest caz schema mixtă funcționează într-un regim aperiodic iar valoarea de vîrf a tensiunii de restabilire este cu atît mai mare cu cît rezistența R_3 este mai mare, la C_4, C_3 = constante.

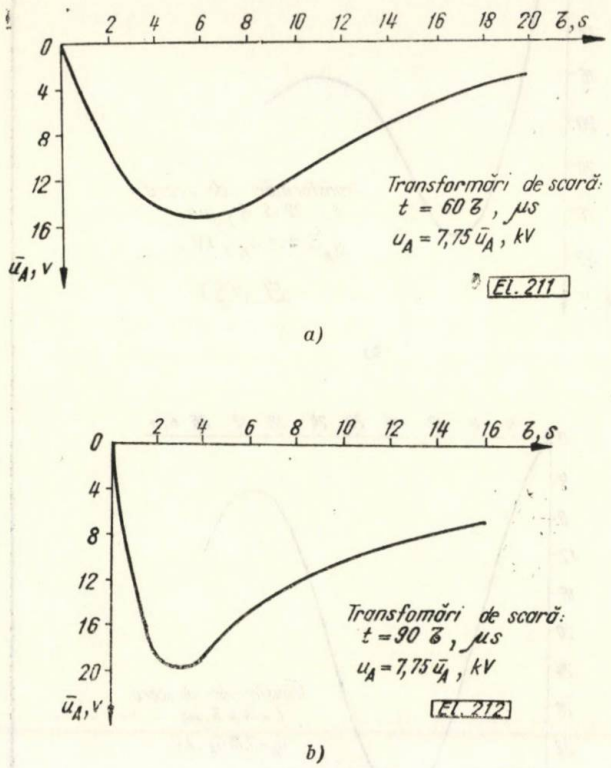


Fig. 8. Influența unei rezistențe în paralel pe întreruptorul încercat.

b) Informațiile extrase din cele 51 de familii de caracteristici $\bar{u}_A = f_1(\tau)$ și $\frac{d\bar{u}_A}{d\tau} = f_2(\tau)$ înregistrate pe calculatorul analogic în diferite ipoteze de studiu (tabela 1) au fost prelucrate și sintetizate sub forma a 12 diagrame de tipul următor:

— diagrama de variație a lui $U_v = f_1(R_3)$ pentru C_4, C_3 = constante, R_4 = parametru;

— diagrame de variație a lui $U_v = f_2(R_4)$ pentru R_3 = constant, C_4, C_3 = parametri;

— diagrame de variație a lui $v_0 = f_3(R_3)$ pentru R_4 = constant, C_4, C_3 = parametri;

— diagrame de variație a lui $v_0 = f_4(R_4)$ pentru C_4, C_3 = constante, R_3 = parametru.

În figurile 9 și 10 s-a reprezentat cîte o diagramă din fiecare tip. Din caracteristicile prezentate se poate vedea cu ușurință influența diferiților parametri ai schemei mixte asupra valorii de vîrf a tensiunii tranzitorii de restabilire (fig. 9*a*, *b*) precum și asupra vitezei inițiale de creștere a tensiunii de restabilire (fig. 10*a*, *b*).

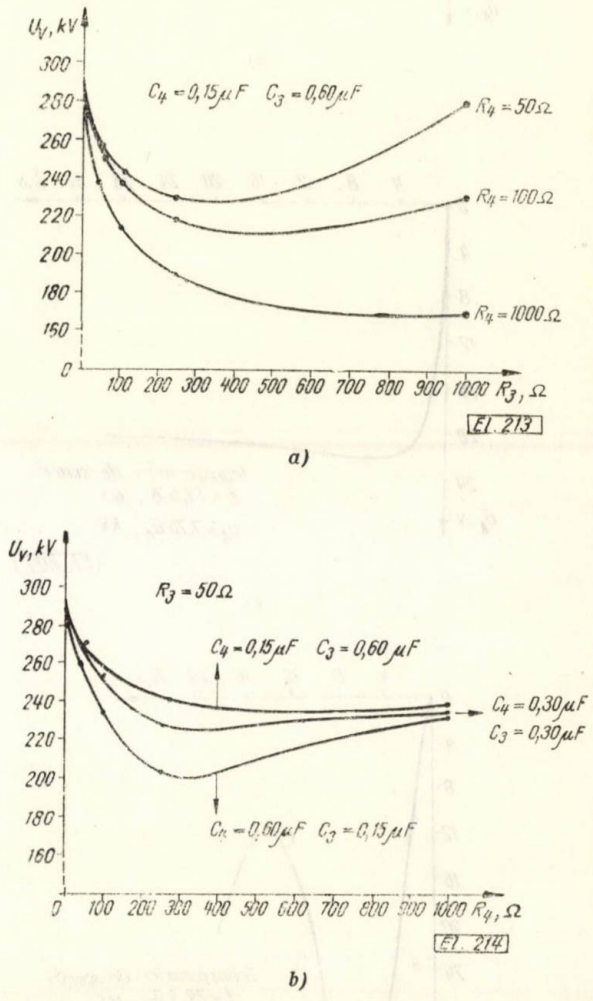


Fig. 9. Influența diferiților parametri ai schemei mixte asupra valorii de vîrf a tensiunii de restabilire.

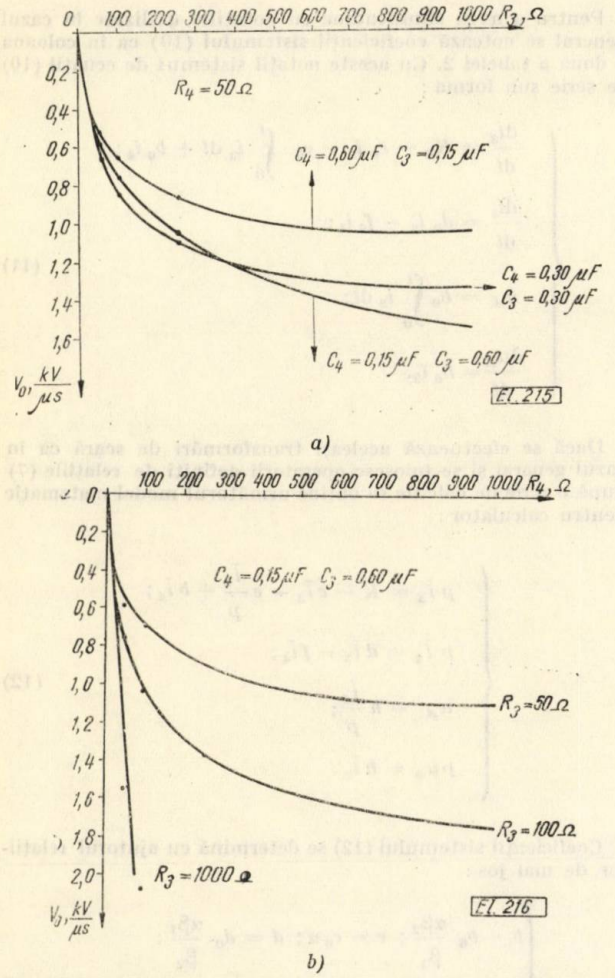


Fig. 10. Influența diferiților parametri ai schemei mixte asupra vitezei inițiale de creștere a tensiunii de restabilire.

4. Concluzii

— Diagramele obținute în urma studiului efectuat permit să se determine influența rezistențelor R_3 și R_4 asupra factorului de amplitudine precum și asupra vitezei inițiale de creștere a tensiunii de restabilire pentru trei perechi de valori ale capacităților C_3 și C_4 și anume :

$$a)\begin{cases} C_4 = 0{,}15\ \mu F, \\ C_3 = 0{,}60\ \mu F; \end{cases} \quad b)\begin{cases} C_4 = 0{,}30\ \mu F, \\ C_3 = 0{,}30\ \mu F; \end{cases}$$

$$c)\begin{cases} C_4 = 0{,}60\ \mu F, \\ C_3 = 0{,}15\ \mu F. \end{cases}$$

Pe baza metodicii de calcul stabilite, studiul poate fi extins la un număr mai mare de variante respectiv pentru o gamă mai largă de valori ale capacităților C_3 și C_4.

— Aceste diagrame mai pot fi utilizate și pentru punerea la punct a schemei mixte. Din ele pot extrage o serie de informații cu privire la datele de proiectare ce trebuie alese pentru elementele schemei mixte, astfel încît să fie satisfăcute anumite condiții inițiale impuse referitor la forma tensiunii de restabilire pentru un întreruptor de 110 kVef, încercat la un curent de scurtcircuit de 40 kAef și la o putere de rupere de 50%.

— Din cele de mai sus rezultă că schema mixtă permite, printr-un reglaj adecvat al parametrilor ei, să se obțină la bornele întreruptorului încercat o tensiune tranzitorie de restabilire avînd o formă cît mai apropiată de forma tensiunii pe care întreruptorul o va putea întîlni în rețeaua unde este instalat.

— Calculatorul analogic oferă o serie de avantaje (modelare intuitivă, modificare comodă a parametrilor, viteză mare de obținere a soluțiilor) care-l recomandă cu precădere pentru studiul schemelor de încercări sintetice a întreruptoarelor de înaltă tensiune.

— În afară de studiul influenței diferiților parametri ai unei scheme de încercări sintetice asupra formei tensiunii de restabilire, o problemă deosebit de importantă o prezintă studierea comportării unei scheme sintetice în cazul în care se ține seamă și de căderea de tensiune în arc a întreruptorului încercat.

Deoarece calculatorul analogic MEDA — ARITMA s-a dovedit impropriu pentru efectuarea unui astfel de studiu, s-a încercat să se studieze cîteva dintre cele mai uzitate scheme sintetice, cum sînt schemele Weil — Dobke, Zajic și mixtă, cu ajutorul unui calculator numeric. În acest scop, autorul a stabilit modelele matematice corespunzătoare fiecărei scheme în ipoteza că tensiunile în arc la bornele întreruptorului încercat și auxiliar au o anumită formă dată și a indicat de asemenea o metodică de calcul pentru determinarea timpilor la care se produc diferitele modificări de structură ale schemelor respective. Pînă în prezent, a fost întocmit algoritmul de calcul și s-a elaborat programul sursă (în limbaj ALGOL) numai pentru schema Weil—Dobke.

Anexa I

Stabilirea modelelor matematice pentru calculatorul analogic

A. Cazul general

Pornind de la sistemul de ecuații (1) și ținînd seamă de primele două observații menționate la paragraful 2.2., (pt. a) rezultă, după o serie de transformări, următoarea variantă pentru modelul matematic de bază :

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = \dfrac{R_4}{R_3}\dfrac{di_4}{dt} + \dfrac{1}{R_3 C_4} i_4 - \dfrac{1}{R_3}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right) i_3; \\ \dfrac{di_4}{dt} = \dfrac{U_c}{L_2\left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right)} + \dfrac{\dfrac{1}{R_3}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right) - \dfrac{R_3}{L_2}}{1 + \dfrac{R_4}{R_3}} i_3 - \\ - \dfrac{\dfrac{1}{L_2}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right)}{1 + \dfrac{R_4}{R_3}} \int_0^t i_3 dt - \dfrac{1}{C_4(R_3 + R_4)} i_4; \\ u_A = R_3 i_3 + \dfrac{1}{C_3}\int_0^t i_3\, dt; \\ \dfrac{du_A}{dt} = R_3 \dfrac{di_3}{dt} + \dfrac{1}{C_3} i_3. \end{cases} \tag{4}$$

Deoarece în cazul de față parametrii schemei mixte iau diferite valori conform tabelei 1, este indicat să se noteze coeficienții sistemului (4) sub forma concentrată prezentată în tabela 3. Cu notațiile din tabela 3, prima coloană, sistemul (4) capătă forma simplificată (5):

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = a_0 \dfrac{di_4}{dt} + b_0 i_4 - c_0 i_3; \\ \dfrac{di_4}{dt} + K_0 + d_0 i_3 - e_0 \displaystyle\int_0^t i_3\, dt - f_0 i_4; \\ u_A = g_0 i_3 + h_0 \displaystyle\int_0^t i_3\, dt; \\ \dfrac{du_A}{dt} = g_0 \dfrac{di_3}{dt} + h_0 i_3. \end{cases} \tag{5}$$

În vederea transpunerii sistemului de ecuații (5) pe calculatorul analogic se efectuează niște transformări de timp și de amplitudine de forma:

$$t = \alpha\tau;\ i_3 = \beta_1 \bar{i}_3;\ i_4 = \beta_2 \bar{i}_4;\ u_A = k\bar{u}_A. \tag{6}$$

Pentru simplificarea notațiilor se utilizează operatorii:

$$p = \frac{d}{d\tau};\quad \frac{1}{p} = \int_0^t d\tau. \tag{7}$$

În aceste condiții, după o serie de calcule, sistemul de ecuații (5) se scrie sub forma (8), care reprezintă modelul matematic pentru calculator:

$$\begin{cases} p\bar{i}_3 = ap\bar{i}_4 + b\bar{i}_4 - c\bar{i}_3; \\ p\bar{i}_4 = K + d\bar{i}_3 - e\dfrac{\bar{i}_3}{p} - f\bar{i}_4; \\ \bar{u}_A = g\bar{i}_3 + h\dfrac{\bar{i}_3}{p}; \\ p\bar{u}_A = gp\bar{i}_3 + h\bar{i}_3. \end{cases} \tag{8}$$

Coeficienții sistemului de mai sus sînt determinați de următoarele relații:

$$\begin{cases} a = a_0\dfrac{\beta_2}{\beta_1};\quad b = b_0\dfrac{\alpha\beta_2}{\beta_1};\quad c = c_0\alpha; \\ d = d_0\dfrac{\alpha\beta_1}{\beta_2};\quad e = e_0\dfrac{\alpha^2\beta_1}{\beta_2};\quad f = f_0\alpha; \\ g = g_0\dfrac{\beta_1}{k};\quad h = h_0\dfrac{\alpha\beta_1}{k};\quad K = K_0\dfrac{\alpha}{\beta_2}. \end{cases} \tag{9}$$

B. Cazul particular $R_3 = 0$

Se observă cu ușurință că modelul matematic pentru calculator corespunzător acestui caz nu se poate deduce direct din modelul matematic corespunzător cazului general (scris sub forma (4)). Dacă în formulele coeficienților din prima coloană a tabelei 3 se pune $R_3 = 0$, se obține pentru unii coeficienți fie infinit, fie nedeterminare.

Pornind de la sistemul de ecuații (2) se obține, după o serie de calcule, următoarea variantă pentru modelul matematic de bază:

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = \dfrac{U_C}{L_2} - \dfrac{1}{R_4}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right) i_3 - \dfrac{1}{L_2}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right)\displaystyle\int_0^t i_3\, dt + \dfrac{1}{R_4 C_4} i_4; \\ \dfrac{di_4}{dt} = \dfrac{1}{R_4}\left(\dfrac{1}{C_2} + \dfrac{1}{C_3}\right) i_3 - \dfrac{1}{R_4 C_4} i_4; \\ u_A = \dfrac{1}{C_3}\displaystyle\int_0^t i_3\, dt; \\ \dfrac{du_A}{dt} = \dfrac{1}{C_3} i_3. \end{cases} \tag{10}$$

Pentru a avea similitudine cu notațiile utilizate în cazul general se notează coeficienții sistemului (10) ca în coloana a doua a tabelei 2. Cu aceste notații sistemul de ecuații (10) se scrie sub forma:

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = K_0 - c_0 i_3 - e_0 \displaystyle\int_0^t i_3\, dt + b_0 i_4; \\ \dfrac{di_4}{dt} = d_0 i_3 - f_0 i_4; \\ u_A = h_0 \displaystyle\int_0^t i_3\, dt; \\ \dfrac{du_A}{dt} = h_0 i_3. \end{cases} \tag{11}$$

Dacă se efectuează aceleași transformări de scară ca în cazul general și se folosesc operatorii definiți de relațiile (7) după o serie de calcule se obține următorul model matematic pentru calculator:

$$\begin{cases} p\bar{i}_3 = K - c\bar{i}_3 - e\dfrac{\bar{i}_3}{p} + b\bar{i}_4; \\ p\bar{i}_4 = d\bar{i}_3 - f\bar{i}_4; \\ \bar{u}_A = h\dfrac{\bar{i}_3}{p}; \\ p\bar{u}_A = h\bar{i}_3. \end{cases} \tag{12}$$

Coeficienții sistemului (12) se determină cu ajutorul relațiilor de mai jos:

$$\begin{cases} b = b_0\dfrac{\alpha\beta_2}{\beta_1};\quad c = c_0\alpha;\quad d = d_0\dfrac{\alpha\beta_1}{\beta_2}; \\ e = e_0\alpha^2;\quad f = f_0\alpha;\quad h = h_0\dfrac{\alpha\beta_1}{k}; \\ K = K_0\dfrac{\alpha}{\beta_1}. \end{cases} \tag{13}$$

C. Cazul particular $C_3 = \infty$.

Modelul matematic pentru calculator corespunzător acestui caz se poate obține direct din modelul matematic corespunzător cazului general. Punînd condiția $C_3 = \infty$, sistemul de ecuații (4) capătă forma:

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = \dfrac{R_4}{R_3}\dfrac{di_4}{dt} + \dfrac{1}{R_3 C_4} i_4 - \dfrac{1}{R_3 C_2} i_3; \\ \dfrac{di_4}{dt} = \dfrac{U_c}{L_2\left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right)} + \dfrac{\dfrac{1}{R_3 C_2} - \dfrac{R_3}{L_2}}{1 + \dfrac{R_4}{R_3}} i_3 - \\ \quad - \dfrac{1}{C_2 L_2\left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right)}\displaystyle\int_0^t i_3\, dt - \dfrac{1}{C_4(R_3 + R_4)} i_4; \\ u_A = R_3 i_3; \\ \dfrac{du_A}{dt} = R_3\dfrac{di_3}{dt} \end{cases} \tag{14}$$

Dacă se notează coeficienții sistemului (14) conform tabelei 3, a treia coloană, sistemul de ecuații de mai sus se scrie concentrat ca în (15):

$$\begin{cases} \dfrac{di_3}{dt} = a_0 \dfrac{di_4}{dt} + b_0 \cdot i_4 - c_0 i_3; \\ \dfrac{di_4}{dt} = K_0 + d_0 i_3 - e_0 \displaystyle\int_0^t i_3 \, dt - f_0 i_4; \\ u_A = g_0 i_3; \\ \dfrac{du_A}{dt} = g_0 \dfrac{di_3}{dt}. \end{cases} \tag{15}$$

Tabela 3

	Cazul general	Cazul particular $R_3 = 0$	Cazul particular $C_3 = \infty$
a_0	$\dfrac{R_4}{R_3}$	——	$\dfrac{R_4}{R_3}$
b_0	$\dfrac{1}{R_3C_4}$	$\dfrac{1}{R_4C_4}$	$\dfrac{1}{R_3C_4}$
c_0	$\dfrac{1}{R_3}\left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)$	$\dfrac{1}{R_4}\left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)$	$\dfrac{1}{R_3C_2}$
d_0	$\dfrac{\dfrac{1}{R_3}\left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)-\dfrac{R_3}{L_2}}{1+\dfrac{R_4}{R_3}}$	$\dfrac{1}{R_4}\left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)$	$\dfrac{\dfrac{1}{R_3C_2}-\dfrac{R_3}{L_2}}{1+\dfrac{R_4}{R_3}}$
e_0	$\dfrac{\dfrac{1}{L_2}\left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)}{1+\dfrac{R_4}{R_3}}$	$\dfrac{1}{L_2}\left(\dfrac{1}{C_2}+\dfrac{1}{C_3}\right)$	$\dfrac{1}{C_2L_2\left(1+\dfrac{R_4}{R_3}\right)}$
f_0	$\dfrac{1}{C_4(R_3+R_4)}$	$\dfrac{1}{R_4C_4}$	$\dfrac{1}{C_4(R_3+R_4)}$
g_0	R_3	——	R_3
h_0	$\dfrac{1}{C_3}$	$\dfrac{1}{C_3}$	——
L_0	$\dfrac{U_c}{L_2\left(1+\dfrac{R_4}{R_3}\right)}$	$\dfrac{U_c}{L_2}$	$\dfrac{U_c}{L_2\left(1+\dfrac{R_4}{R_3}\right)}$

Formule pentru coeficienții sistemelor de ecuații (4), (10) și (14).

Efectuînd aceleași transformări de scară (6) și utilizînd operatorii din relațiile (7), se găsește în cele din urmă modelul matematic pentru calculator:

$$\begin{cases} p\bar{i}_3 = ap\bar{i}_4 + b\bar{i}_4 - c\bar{i}_3; \\ p\bar{i}_4 = K + d\bar{i}_3 - e\dfrac{\bar{i}_3}{p} - f\bar{i}_4; \\ \bar{u}_A = g\bar{i}_3; \\ p\bar{u}_A = g\,p\bar{i}_3. \end{cases} \tag{16}$$

Coeficienții sistemului (16) se determină pe baza următoarelor relații:

$$\begin{cases} a = a_0 \dfrac{\beta_2}{\beta_1}; \; b = b_0 \dfrac{\alpha\beta_2}{\beta_1}; \; c = c_0\alpha; \\ d = d_0 \dfrac{\alpha\beta_1}{\beta_2}; \; e = e_0 \dfrac{\alpha^2\beta_1}{\beta_2}; \; f = f_0\alpha; \\ g = g_0 \dfrac{\beta_1}{k}; \; K = K_0 \dfrac{\alpha}{\beta_2} \end{cases} \tag{17}$$

Anexa 2

Observații în legătură cu tehnica de modelare

În cele ce urmează se prezintă cîteva observații referitor la modul de determinare a coeficienților schemelor de modelare din figurile 4, 5 și 6. Pentru exemplificare s-a ales cazul general (toate elementele schemei iau valori finite, $\neq 0$), în celelalte cazuri particulare ($R_3 = 0$ și respectiv $C_3 = \infty$) metoda fiind asemănătoare.

1) Pentru ca sistemul de ecuații (7) să poată fi modelat pe calculatorul analogic utilizat este necesar ca coeficienții schemei de modelare corespunzătoare (fig. 4) să îndeplinească următoarele condiții:

$$a, b, c, d, e, f, g, h, \leqslant 1; \; K \leqslant 50. \tag{18}$$

Ținînd seamă de împrăștierea mare pe care o au parametrii C_4, C_3, R_4 și R_3 (tabela 1) și în mod corespunzător, coeficienții a_0, b_0, c_0, d_0, e_0, f_0, g_0, h_0, și K_0 determinați pe baza formulelor din tabela 3 (prima coloană), autorul a constatat că este necesar să se facă un calcul de optimizare pentru a se determina valorile optime ale factorilor de transformare de timp și de amplitudine (α, β_1, β_2 și k) pentru fiecare variantă de calcul în parte în vederea satisfacerii condițiilor (18).

2) Există posibilitatea ca în decursul înregistrării procesului tranzitoriu să se constate că valoarea de vîrf U_v a tensiunii de restabilire depășește domeniul de măsură al calculatorului și deci nu poate fi prinsă. Întrucît în cazul de față această mărime interesează în mod deosebit, trebuie să se impună o condiție suplimentară:

$$\overline{U}_v \leqslant U_{max}. \tag{19}$$

Satisfacerea acestei condiții impune cunoașterea valorii reale a lui U_v.

Prin definiție, factorul de amplitudine al tensiunii de restabilire este dat de relația:

$$\gamma = \frac{U_v}{U_{nm}}, \tag{20}$$

rezultînd:

$$U_v = \gamma U_{nm}. \tag{21}$$

Cunoscînd tensiunea nominală a întreruptorului încercat ($U_n = 110$ kV$_{ef}$), U_{nm} rezultă imediat. În ceea ce privește determinarea lui γ, autorul a stabilit o relație de calcul potrivit căreia factorul γ este funcție de amortismentul circuitului oscilant care se stabilește în schema mixtă după deconectare [3]. În cazul ideal, cînd rezistențele R_3 și R_4 sînt zero, amortismentul este nul și se poate demonstra că factorul γ atinge valoarea maximă $\gamma_{max} = 2$. În aceste condiții, din relația (21) se obține valoarea de vîrf maximă $U_{v\,max}$ a tensiunii de restabilire.

Ținînd seamă de transformările de scară utilizate (relațiile (6)) rezultă că coeficientul k de transformare a tensiunilor din mărimi reale în mărimi calculator poate fi determinat din următoarea relație:

$$k = \frac{U_{v\,max}}{\overline{U}_v}; \tag{22}$$

unde $\overline{U}_v$ trebuie să satisfacă condiția (19).

Întrucît determinarea lui k cu ajutorul relației (22) se face în condițiile cele mai dezavantajoase, respectiv pentru valoarea maxim maximorum care se poate obține pentru tensiunea tranzitorie de restabilire, rezultă că se poate utiliza, pentru simplificare, același coeficient de transformare k pentru toate variantele de studiu (inclusiv în cele două cazuri particulare $R_3 = 0$ și $C_3 = \infty$).

3) O dată k stabilit se poate trece la determinarea celorlalți coeficienți de transformare: α, β_1 și β_2. Pornind de la relațiile (9) și impunînd condițiile (18), s-a stabilit că factorii de scară α, β_1 și β_2 trebuie să satisfacă următoarele condiții simultan:

$$\begin{cases} \alpha \leqslant \dfrac{1}{c_0}\,;\ \beta_1 \leqslant \dfrac{k}{g_0}\,;\ \beta_2 \leqslant \dfrac{\beta_1}{a_0} \\ \beta_2 \leqslant \dfrac{\beta_1}{\alpha\, b_0} \\ \alpha \leqslant \dfrac{1}{f_0}\,; \qquad \beta_2 \geqslant \alpha\, \beta_1 d_0 \\ \beta_2 \geqslant \alpha^2 \beta_1 e_0. \end{cases} \tag{23}$$

4) Rezumînd, metoda de calcul a coeficienților schemei de modelare din figura 4 comportă, în mare, următoarele etape:

— calcularea coeficienților a_0, b_0, c_0, d_0, e_0, f_0, g_0, h_0 și K_0 pe baza formulelor din tabela 3 în toate variantele de studiu conform datelor de calcul din tabela 1;

— determinarea coeficienților optimi de transformare din mărimi reale în mărimi calculator α, β_1, β_2 și k pe baza relațiilor (22) și (23), astfel încît coeficienții a, b, c, d, e, f, g, h, și K obținuți în final pe baza relațiilor (9) să satisfacă condițiile (18), pentru fiecare variantă de calcul în parte.

Pentru efectuarea calculelor menționate mai sus s-a utilizat un calculator numeric de birou ELKA 22.

ANEXA 3

Notații folosite

K_1, K_2 — contactoare sincrone
A — întreruptorul încercat
B — întreruptorul auxiliar (servește la separarea surselor u_1 și U_2)
u_1 — sursă de curent intens
U_2 — sursă de înaltă tensiune
U_c — tensiunea cu care sînt încărcate condensatoarele C_2 și C_4 în momentul deconectării
u_A — tensiunea tranzitorie de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat
U_{max} — tensiunea maximă de lucru a calculatorului analogic
U_{nm} — valoarea maximă a tensiunii nominale a întreruptorului încercat
γ — factorul de amplitudine al tensiunii de restabilire
U_v — valoarea de vîrf a tensiunii de restabilire
v_0 — viteza inițială de creștere a tensiunii de restabilire

a, b, c, d, e, f, g, h, k — coeficienți de modelare
α, β_1, β_2, k — factori de transformare din mărimi reale în mărimi calculator
τ, $\bar{i}_3$, $\bar{i}_4$, $\bar{u}_A$, $\dfrac{d\bar{u}_A}{d\tau}$, $\bar{U}_v$, $\bar{v}_0$, — mărimi calculator
t, i_3, i_4, u_A, $\dfrac{du_A}{dt}$, U_v, v_0, — mărimi reale

Bibliografie

[1] *Mendes, A.* Determination des élementes d'un schéma d'essais synthétiques en vue de contraindre le disjoncteur d'une façon donné. În: RGE, vol. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 627—631.
[2] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967, p. 646.
[3] *Sasu, M.* Determinarea parametrilor și analiza funcționării unor scheme de încercări sintetice cu ajutorul calculatoarelor electronice. În: Electrotehnica **18**, nr, 5, mai 1970, p. 175—183.
[4] *Slamecka, E.* Systeme synthetischer Prüfshaltungen. În: ETZ-A, vol. **18**, 9 sept 1963, p. 581—586.
[5] *Pouard, M.* Nouvelle notion sur la vitesse de rétablissement de la tension aux bornes des disjoncteurs à haute tension. În: Bull. Soc. franc. Electr. vol. **8**, nr. 95 1958, p. 748—764.
[6] *Barret, J. P.* Étude à l'aide d'un modéle analogique des phénomènes transitoires liés à l'appareillage d'interruption. În: RGE vol. **74**, nr. 5, mai 1965, p. 441—456.
[7] *Korn, G. A., Korn, T. M.* Electronic analog and hybrid computers New York, Mc. Graw-Hill, 1964.

Intrat în redacție la 10.IV.1969

Calculul parametrilor principali ai reostatelor cu rețele din elemente rezistoare din plăci subțiri curbate

IACOB SUCIU* — Timișoara

CZ 621.316.849.001.24

1. Generalități

În diversele construcții electrotehnice din considerente de ordin economic există tendința de creștere a puterii pe unitate, necesitînd instalarea de utilaj electric de putere sporită în spații care în general rămîn limitate. Un exemplu tipic ni-l oferă tracțiunea pe căile ferate unde pentru obținerea unui randament ridicat în exploatare este necesar ca materialul rulant electric (în speță echipamentul electric al acestuia) la un gabarit impus să aibă puterea cît mai mare pe unitatea de greutate.

Pentru limitarea uzurii saboților și a bandajelor se face uz pe scară largă de frînarea electrică, al cărui element principal este reostatul de pornire și frînare. Deoarece puterea de frînare care trebuie transformată în căldură în reostate poate atinge valoarea puterii nominale în regim de tracțiune, reostatele de construcție clasică nu pot satisface noile condiții de exploatare cerute de materialul rulant modern.

Soluția preconizată pe plan mondial are la bază noi tipuri de reostate cu răcire forțată ale căror elemente rezistoare formează o rețea de plăci subțiri cu suprafețele plane sau curbe din oțel special. Astfel, în lucrare se studiază un reostat cu răcire forțată de mare performanță

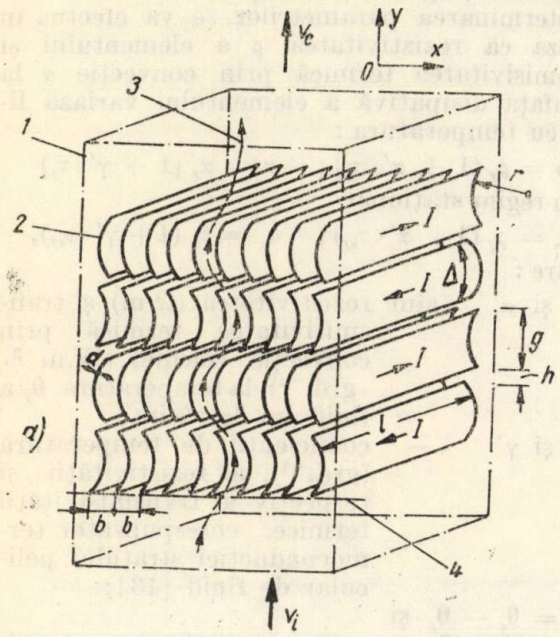
* Dr. ing. *I. Suciu* este profesor la Institutul politehnic din Timișoara

format dintr-un sistem de reţele, compuse din elemente rezistoare din plăci subţiri cu suprafeţele curbate cilindric şi se determină formulele necesare pentru calculul parametrilor principali care intervin la proiectarea reostatului. Aceste relaţii de calcul se determină atît în condiţiile teoriei clasice a solicitării termice cît şi în cazul dezvoltării acesteia, cînd pierderile produse în masele active şi transmisivitatea termică prin convecţie variază liniar cu temperatura.

Calculele dezvoltate în această lucrare se sprijină în principal pe cercetările experimentale din lucrările [2], [11], [13], [14]. Concluziile obţinute din studiul unei singure reţele pot fi extinse la toate etajele ce compun reostatul, modificînd numai condiţiile de frontieră, funcţie de spectrul scurgerii fluidului de răcire la nivelul reţelelor.

2. Configuraţia geometrică a reţelelor şi construcţia reostatului.

În figura 1 se prezintă parametrii geometrici ai reţelelor care compun reostatul cu elemente rezistoare din plăci curbate. Fiecare reţea conţine un mare număr de elemente rezistoare curbate care formează un sistem de arce subţiri (nedeformabile) congruente, netede şi disjuncte, coarda profilelor circulare fiind perpendiculară pe linia directoare a reţelei. Reţeaua de profile este simplu periodică, cu pasul relativ $(b \cdot g^{-1})$ şi densitatea reţelei $(b^{-1} \cdot g)$.



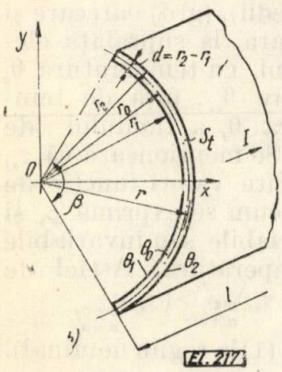


Fig. 1. a) Principiul constructiv al reostatului şi configuraţia geometrică a reţelelor:
1 – cutia (carcasa) reostatului; *2* – reţea de elemente rezistoare din plăci curbate; *3* – traiectoria aerului de răcire; *4* – linia directoare a reţelei; V_i, V_e – vitezele aerului de răcire, la intrarea şi ieşirea reostatului; *I* – curentul electric prin elementele rezistoare; *r* – raza de curbură a plăcilor; *g* – coarda profilului circular; Δ – lăţimea elementului; *b* – pasul reţelei; *h* – distanţa dintre reţelele vecine; *d* – grosimea radială a plăcii curbate; *l* – lungimea activă a plăcii; (dimensiuni orientative pentru un caz studiat cu elemente din ferosiliciu [11]: $l = 370$ mm, $g = 51$ mm, $h = 10$ mm, $r = r_1 = 40$ mm, $b = 12$ mm, $d = 0{,}35$ mm, b) Profilul elementului rezistor.

Elementele rezistoare care compun reţeaua sînt fixate la extremităţi prin distanţoare de porţelan profilate, de mare stabilitate termică la şocurile calorice. Aceste elemente se leagă electric de obicei în serie, iar reţelele între ele se conectează în serie sau paralel, funcţie de valoarea rezistenţei electrice impusă de regimul de funcţionare.

Prin folosirea răcirii forţate a elementelor rezistoare reostatul poate fi parcurs de curenţi importanţi, stabilitatea termică a acestuia putînd fi asigurată fără dificultate în limitele admise. Pentru dirijarea aerului de răcire pe elementele active sistemul de reţele plane, etajate paralel este încorporat într-o carcasă cu pereţi plani care constituie atît scheletul cutiei reostatului, cît şi canalul director al aerului de răcire (fig. 1).

Sub acţiunea simultană a trepidaţiilor vehiculului în mers şi a circulaţiei fluidului de răcire în jurul reţelelor, plăcile rezistoare vibrează puternic din care cauză curbura acestora trebuie astfel aleasă ca să asigure o bună rigiditate mecanică şi să opună o cît mai mică rezistenţă aerodinamică. Distanţa *h* (fig. 1) dintre două reţele vecine este determinată de tensiunea electrică cea mai mare aplicată între extremităţile elementelor rezistoare legate în serie şi de asemenea de spectrul aerodinamic necesar unei scurgeri adecvate a fluidului de la o reţea la alta.

Aspectul geometric al profilului elementului rezistor şi numărul de reţele sînt strîns legate, în principal, de cantitatea de căldură disipată la nivelul elementelor, de viteza şi de căderea totală de presiune a aerului de răcire, de temperatura maximă admisibilă a elementului, şi de temperatura maximă care poate fi admisă la carcasa cutiei rezistoare. Debitul de aer necesar şi căderea de presiune determină la rîndul lor dimensiunile şi puterea ventilatorului. Elementele rezistoare se recomandă a fi ştanţate dintr-un material inoxidabil de obicei din tolă de oţel cromnichel. Pentru reostate care deservesc instalaţii cu amplasare staţionară, de putere mai mică se pot utiliza tole de oţel silicios, fiind foarte economice.

Factorul de gabarit care determină raportul dintre volumul ocupat de cutia reostatului şi puterea în condiţiile unei răciri eficiente poate să atingă circa 0,18 $m^3 \cdot (MW)^{-1}$, sau chiar mai puţin. Cu asemenea reostate de concepţie modernă s-au obţinut performanţe remarcabile [10], reuşindu-se ca greutatea să atingă maximum 60% şi volumul 20÷40% din greutatea şi volumul vechilor tipuri de reostate din aceeaşi categorie.

3. Generalităţi privind răcirea reţelelor cu profile curbate.

Transmisia termică în cazul răcirii acestui tip de reostat se face exclusiv prin convecţie forţată, radiaţia fiind total neglijată. Prin dispunerea alternantă a curburilor elementelor reţelelor vecine se formează canale paralele, delimitate de suprafeţe cilindrice, în lungul cărora linii de curent ale fluidului stabilesc benzi de periodicitate congruente, pe traiectorii sinuoase (vezi 3 fig. 1). În cazul considerat scurgerea fluidului prin reţelele plane se tratează ca o problemă de aerodinamică bidimensională pentru un număr infinit de obstacole. La reţelele etajate fenomenul scurgerii este foarte complex deoarece mişcarea fluidului constituie un cîmp perturbat de prezenţa straturilor vecine, mişcarea devenind nepermanentă.

Pînă în prezent nu există o teorie riguroasă asupra reţelelor etajate, recurgîndu-se întotdeauna la o serie de ipoteze simplificatoare. Astfel în cele ce urmează nu se vor aborda problemele legate de aerodinamica acestor reţele ci se vor folosi numai rezultatele experimentale în cazul solicitărilor termice legate de determinarea transmisivităţii termice α (medie) în jurul profilelor curbate.

Evoluţia aerului de răcire în jurul reţelelor staţionare este diferită de aceea a fluidului de lucru prin reţelele maşinilor rotative. Fenomenul termodinamic care are loc la nivelul reţelelor încălzite este strîns legat de scurgerea turbulentă cu transfer de căldură de la elementele curbate ale reţelei la fluid şi de frecările interne şi pe suprafeţele cilindrice ale elementelor.

Reostatul fiind reglabil, funcţionînd la diverse regimuri de încarcare, interesează în mod deosebit solicitarea termică tranzitorie. Datorită dificultăţilor de rezolvare a ecuaţiilor diferenţiale care reproduc procesul schimbului de căldură la frontiera dintre plăcile curbate şi fluid, transmisivitatea termică α prin convecţie se determină pe cale experimentală şi generalizarea datelor obţinute se face cu ajutorul teoriei similitudinii. Pentru fiecare strat de reţea se determină experimental o valoare medie pentru transmisivitatea termică prin convecţie.

Pe baza rezultatelor experimentale [11], [14] s-a ajuns la o serie de concluzii pentru mărimea α. Astfel, indiferent de unghiul de atac al profilelor curbate se constată o micşorare a lui α cu mărirea pasului reţelei. La o reţea cu mare densitate a profilelor vitezele se distribuie mai uniform în intervalul dintre plăci, profilele influenţîndu-se reciproc. Prin creşterea pasului creşte neuniformitatea curentului de fluid între profilele curbate. Atît unghiul de atac cît şi pasul reţelei influenţează în mare măsură asupra distribuţiei vitezelor şi presiunii pe profilul curbat şi în consecinţă asupra caracterului stratului limită care determină în esenţă transmisivitatea termică prin convecţie. La unghiuri de atac mari caracterul scurgerii în jurul reţelei se înrăutăţeşte, crescînd domeniul cu stratul limitrof turbulent, determinînd însă o sporire a lui α. La unghiuri de atac mari se poate produce ruperea curentului de fluid. Pe direcţia scurgerii pe profil, α variază, impunîndu-se determinarea unui α mediu pentru fiecare reţea în parte. Pentru întregul reostat, cu mai multe reţele, se poate determina un α mediu global calculat pe baza valorilor lui α obţinute experimental pentru fiecare strat.

4. Determinarea parametrilor principali

Pentru calculul parametrilor electrici, termici şi geometrici ai unui element rezistor (şi în general pentru un reostat) se porneşte conform uzanţei generale, de la datele iniţiale impuse de condiţiile exploatării. Dintre aceste date se pot enumera : puterea de durată, rezistenţa activă totală (în stare caldă), parametrul de timp, supratemperatura staţionară admisibilă a elementului rezistor faţă de aerul de răcire, supratemperatura staţionară a aerului de răcire faţă de temperatura mediului ambiant, tensiunea maximă la extremităţile rezistorului, caracteristicile de material şi caracteristicile funcţionale (reglare, pornire, frînare).

Determinarea parametrilor se va efectua în ipoteza că rezistivitatea ρ a elementului şi transmisivitatea termică prin convecţie α la suprafaţa disipativă a elementului variază liniar cu temperatura :

$$\rho = \rho_f (1 + \alpha' \cdot \tau_f); \quad \alpha = \alpha_f (1 + \gamma' \cdot \tau_f)$$

iar în regim staţionar

$$\rho_s = \rho_f (1 + \alpha' \cdot \tau_{sf}); \quad \alpha_s = \alpha_f (1 + \gamma' \cdot \tau_{sf}),$$

în care :

ρ_f şi α_f sînt rezistivitatea (Ω m) şi transmisivitatea termică prin convecţie (medie) ($W.m^{-2} \cdot grd.^{-1}$), la temperatura θ_f a fluidului de răcire ;

α' şi γ' — coeficienţii de temperatură ($grd.^{-1}$), al rezistivităţii şi respectiv al transmisivităţii termice, corespunzător termoconducţiei stratului pelicular de fluid [13] ;

$\tau_f = \theta_c - \theta_f$ şi $\tau_{sf} = \theta_{sc} - \theta_f$ — supratemperaturile admisibile (medii), (grd) oarecare şi staţionară, la suprafaţa elementului, cu temperatura θ_c respectiv θ_{sc}, faţă de temperatura θ_f a fluidului de răcire. Se menţionează că τ_{sf} ia diferite valori funcţie de modul cum se exprimă ρ_s şi α_s, variabile sau invariabile cu temperatura. Astfel de obicei $(\tau_{sf})_{\substack{\rho(\tau) \\ \alpha(\tau)}} > (\tau_{sf})_{\substack{\rho=\rho_f \\ \alpha=\alpha_f}}$ (relaţia (1) la regim nominal).

4.1. Densitatea de curent. În cazul rezistoarelor omogene din plăci subțiri curbate, capacitatea de încărcare pe un element la regim staționar se poate calcula cu expresia [12]:

$$P_s = \alpha_s \cdot S \cdot \tau_{sf}, \qquad (1)$$

în care:

P_s este puterea, corespunzătoare pierderilor active dezvoltate în element, atinsă la finele procesului tranzitoriu, disipată prin convecție în fluidul de răcire (W);

$$S = \frac{2\pi \cdot \beta^\circ}{360^\circ} \cdot l(r_1 + r_2) =$$

$$= 2 \cdot \frac{2\pi \cdot \beta^\circ}{360^\circ} \cdot l \cdot r_{med} =$$

$$= 2 \cdot \Delta \cdot l$$ — aria totală de răcire a suprafețelor laterale cilindrice ale elementului (m^2), în ipoteza că $d \ll \Delta$, (Δ — lățimea elementului, după unghiul de deschidere β° și rază r_{med}).

De regulă capacitatea de încărcare se determină în funcție de curentul admisibil I prin element, sau de densitatea de curent admisibilă J, limitate de supratemperatura staționară admisibilă.

Pentru pierderile variabile cu temperatura avem expresia liniară $P = P_f\,(1 + \alpha' \cdot \tau_f)$, în care pierderile la rece $P_f = \rho_f \cdot l \cdot S_t^{-1} I^2$ și $S_t = d \cdot \Delta$ — aria secțiunii transversale (m^2) a elementului.

La regim staționar cînd $\rho(\tau)$ și $\alpha(\tau)$, $\tau_f = \tau_{sf}$ și $P = P_s$ avem: $P_s = \rho_f\,(+\alpha' \cdot \tau_{sf})\; l \cdot S_t^{-1} \cdot I^2 = \rho_f(1 + \alpha' \cdot \tau_{sf})\, l \cdot S_t \cdot J^2$. (2)

Egalînd expresiile (1) și (2) și introducînd mărimile

$\xi = \sqrt{\frac{(1 + \gamma' \tau_{sf})}{(1 + \alpha' \tau_{sf})}}$ și $q_f = \alpha_f \cdot \tau_{sf}$ — densitatea fluxului termic (medie) [$W.m^{-2}$], la regim staționar pe suprafața de răcire a elementului, obținem:

$$I = \xi \cdot \Delta \sqrt{\frac{2 \cdot q_f \cdot d}{\rho_f}} \qquad (3)$$

$$J = \xi \sqrt{\frac{2 g_f}{\rho_f \cdot d}}. \qquad (4)$$

Deoarece mărimea ξ este funcție de materialul elementului (α'), de condițiile răcirii (γ') și de supratemperatura (τ_{sf}) la suprafața elementului față de temperatura fluidului de răcire, trebuie calculată pentru fiecare caz în parte. Astfel considerînd elementele din ferosiliciu și răcirea acestora efectuată prin convecție forțată cu aer, pe baza [13] se trasează curbele $\gamma'(\theta_{fm})$ și $\alpha'(\theta_f)$ (vezi figurile 2 și 3), care permit trasarea funcției $\xi(\tau_{sf})$ pentru temperatura admisibilă $\theta_{sc} = 300°C$ la suprafața elementului (fig. 4).

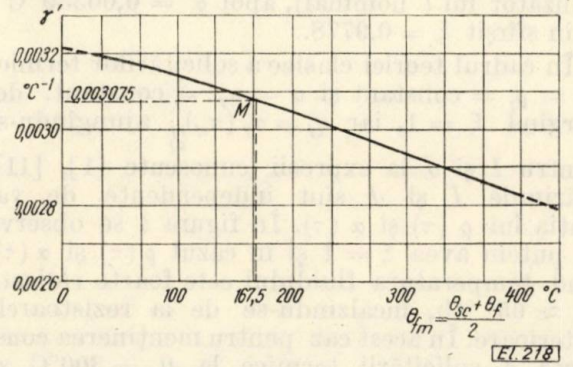


Fig. 2. Funcția $\gamma'(\theta_{fm})$, reprezentînd variația coeficientului de temperatură al transmisivității termice, cu temperatura medie a peliculei de fluid aderentă elementului, pentru aerul atmosferic uscat la presiunea atmosferică (graficul s-a determinat pe baza lucrării [13]).

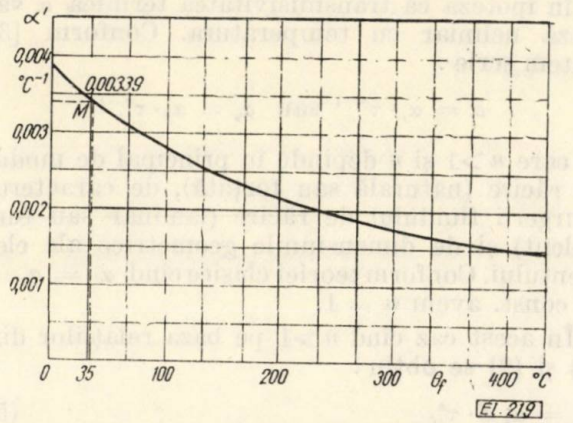


Fig. 3. Funcția $\alpha'(\theta_f)$, reprezentînd variația coeficientului de temperatură al rezistivității cu temperatura fluidului de răcire pentru ferosiliciu: $\alpha' = (260 + \theta_f)^{-1}$, [13].

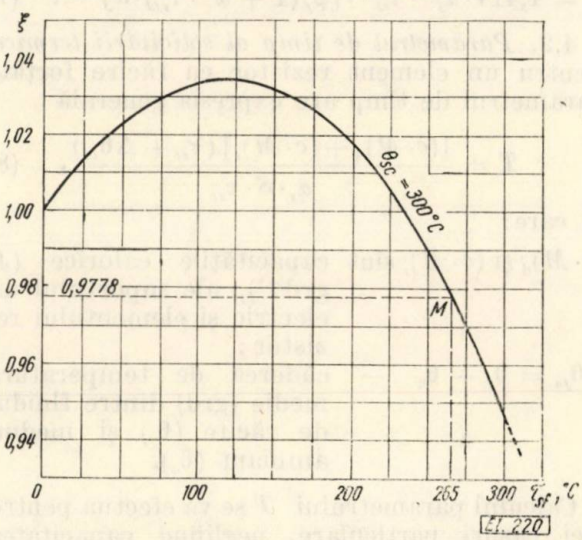


Fig. 4. Funcția $\xi(\tau_{sf})$, care intervine în expresia curentului prin reostat, în ipoteza că $\rho(\tau)$ și $\alpha(\tau)$. Graficul s-a trasat pentru $\theta_{sc} = 300°C$ și cu ajutorul funcțiilor $\gamma'(\theta_{fm})$ și $\alpha'(\theta_f)$ din figurile 2 și 3.

În cele trei grafice din figurile 2, 3 şi 4 punctul M ilustrează cazul considerat cînd $\theta_f = 35$ (°C), rezultînd $\theta_{fm} = 167.5$ (°C), $\gamma' = 0{,}003075$ [°C^{-1}] $\tau_{sf} = 300° - 35° = 265$ °C (corespunzător lui I nominal), apoi $\alpha' = 0{,}00339$ °C^{-1} şi în sfîrşit $\xi = 0{,}9778$.

În cadrul teoriei clasice a solicitărilor termice $\rho = \rho_f$ = constant şi $\alpha = \alpha_f$ = constant, decurgînd $\xi = 1$, iar $q_f = \alpha_f (\tau_{sf})_{\substack{\rho_f \\ \alpha_f}}$ ajungîndu-se pentru I şi J la expresii cunoscute [1], [11]. Mărimile I şi J sînt independente de variaţia lui $\rho(\tau)$ şi $\alpha(\tau)$. În figura 4 se observă că putem avea $\xi = 1$ şi în cazul $\rho(\tau)$ şi $\alpha(\tau)$, cînd temperatura fluidului este foarte ridicată ($\theta_f \approx 65$ °C), încălzindu-se de la rezistoarele anterioare. În acest caz pentru menţinerea constantă a solicitării termice la $\theta_{sc} = 300$°C, se micşorează încărcarea I a reostatului prin reducerea puterii disipate (respectiv a supratemperaturii τ_{sf}).

Determinarea mărimilor I şi J se poate face şi în ipoteza că transmisivitatea termică α variază neliniar cu temperatura. Conform [3] putem scrie :

$$\alpha = \alpha_f \cdot \tau^{n-1} \text{ sau } \alpha_s = \alpha_f \cdot \tau_{sf}^{n-1},$$

în care $n > 1$ şi n depinde în principal de modul de răcire (naturală sau forţată), de caracterul scurgerii fluidului de răcire (laminar sau turbulent) şi de dimensiunile geometrice ale elementului. Conform teoriei clasice cînd $\alpha = \alpha_f =$ = const. avem $n = 1$.

În acest caz cînd $n > 1$ pe baza relaţiilor din (1) şi (2) se obţin :

$$P_s = \alpha_f S \cdot \tau_{sf}^n \tag{5}$$

$$I = 1{,}414 \cdot \Delta \cdot (\alpha_f . d)^{0,5} \cdot \tau_{sf}^{0,5n} \cdot [\rho_f (1 + \alpha' \cdot \tau_{sf}]^{-0,5}; \tag{6}$$

$$J = 1{,}414 \cdot \alpha_f^{0,5} \cdot \tau_{sf}^{0,5n} \cdot [\rho_f (1 + \alpha' \cdot \tau_{sf}) \cdot d]^{-0,5}. \tag{7}$$

4.2. *Parametrul de timp al solicitării termice.* Pentru un element rezistor cu răcire forţată parametrul de timp are expresia generală :

$$T = \frac{[(c \cdot M)_d + (c \cdot M)_r](\tau_{sf} + \Delta\theta_{fa})}{\alpha_s \cdot S \cdot \tau_{sf}}, \tag{8}$$

în care:

$(c \cdot M)_d$ şi $(c \cdot M)_r$ sînt — capacităţile calorice (J. grd^{-1}), ale suportului dielectric şi elementului rezistor;

$\Delta\theta_{fa} = \theta_f - \theta_a$ — căderea de temperatură medie (grd) dintre fluidul de răcire (θ_f) şi mediul ambiant (θ_a).

Calculul parametrului T se va efectua pentru trei cazuri particulare, neglijînd capacitatea calorică a pieselor suport ceramice.

4.2.1. Cazul cînd $\rho = \rho_f$ *şi* $\alpha = \alpha_f$. Considerînd $(c.M)_a = 0$ relaţia (8) devine egală cu *constanta de timp termică*, la încălzire şi răcire, conform teoriei clasice, pentru cazul răcirii forţate, cu $\Delta\theta_{fa} \neq 0$. Notînd cu $\tau'_{sf} = (\tau_{sf})_{\substack{\rho=\rho_f \\ \alpha=\alpha_f}}$ avem :

$$T_f = \frac{(cM)_r}{\alpha_f \cdot S} \cdot \frac{(\tau'_{sf} + \Delta\theta_{fa})}{\tau'_{sf}} = T_a \cdot \eta, \tag{9}$$

în care :

$T_a = \dfrac{(cM)_r}{\alpha_f \cdot S} = 0{,}5\ c \cdot \rho_d\ d \cdot \alpha_f^{-1}$ este constanta de timp termică (s) a elementului rezistor :

$\eta = (\tau'_{sf} + \Delta\theta_{fa}) \cdot (\tau_{sf})^{-1}$ — factor de temperatură.

La convecţie liberă sau forţată, cînd $\theta_f = \theta_a$, rezultă $\eta = 1$ şi $T_f = T_a$, constanta de timp fiind aceeaşi pentru procesul tranzitoriu la încălzire şi răcire.

4.2.2. Cazul cînd $\rho = f(\tau)$ *şi* $\alpha = \alpha_f$. În această ipoteză pierderile dezvoltate în rezistor variază liniar cu temperatura $P(\tau) = P_f (1 + \alpha' . \tau_f)$, iar parametrul de timp T_i, corespunzător curbei de încălzire la convecţie forţată se deduce pe baza rezultatelor prezentate în [12]. Notînd cu :

$$\tau''_{sf} = (\tau_{sf})_{\substack{\rho=f(\tau) \\ \alpha=\alpha_f}},$$

din (8) şi (9) se obţine pentru parametrul de timp expresia :

$$T_i = T_a \cdot \eta\,(1 + \alpha' \cdot \tau''_{sf}) \tag{10}$$

în care $\tau''_{sf} = \tau'_{sf}(1 + \alpha' \cdot \tau''_{sf}) = \tau'_{sf}(1 - \alpha' \cdot \tau'_{sf})^{-1}$, conform relaţiilor din [12].

În procesul tranzitoriu de răcire, cînd $P(\tau) = 0$, la convecţie forţată se obţine pentru constanta de timp termică T_r o expresie asemănătoare cu (9), adică :

$$T_r = T_f = T_a \cdot \eta; \tag{11}$$

în ipoteza că răcirea se face de la τ'_{sf}.

4.2.3. Cazul cînd $\rho = f(\tau)$ *şi* $\alpha = f(\tau)$. Parametrii de timp la încălzire $T_{i\Sigma}$ şi la răcire $T_{r\Sigma}$ se vor determina pe baza rezultatelor din lucrarea [13]. Notînd cu :

$$\tau_{sf} = (\tau_{sf})_{\rho=f(\tau),\ \alpha=f(\tau)},$$

cu ajutorul relaţiilor (8) şi (9) din [13] se obţine pentru încălzire :

$$T_{i\Sigma} = T_a \cdot \eta \cdot X^{-1} \ln [e + Y(e-1)], \tag{12}$$

iar pentru răcire, cînd $P(\tau) = 0$, dar păstrîndu-se $\alpha = f(\tau)$:

$$T_{r\Sigma} = T_a \cdot \eta \cdot \ln \frac{(e + \gamma' \cdot \tau_{rf})}{(1 + \gamma' \cdot \tau_{rf})}, \tag{13}$$

în care :

$$X = \sqrt{(1 - \alpha' \cdot \tau'_{sf})^2 + 4\gamma' \cdot \tau'_{sf}}; \tag{14}$$

$$Y = \frac{X - (1 - \alpha' \cdot \tau'_{sf})}{X + (1 - \alpha' \cdot \tau'_{sf})}, \tag{15}$$

τ_{rf} — supratemperatura medie la suprafaţa elementului rezistor, faţă de temperatura θ_f a fluidului de răcire, în momentul iniţial, cînd începe procesul tranzitoriu de răcire ($P(\tau) = 0$; $\alpha = f(\tau)$); adesea $\tau_{rf} = \tau_{sf}$;

$\tau'_{sf} = \frac{(1+\gamma' \cdot \tau_{sf})}{(1+\alpha' \cdot \tau_{sf})} \tau_{sf} = \xi^2 \cdot \tau_{sf}$, (demonstraţia în lucrarea [13], relaţia (35).

Pentru cazurile studiate la punctele 4.2.2 şi 4.2.3. se menţionează că la convecţie liberă sau forţată, cînd $\theta_f = \theta_a$, parametrii de timp din relaţiile (10) şi (11) respectiv din (12) şi (13) capătă expresii identice cu cele din lucrările [12] respectiv [13].

În toate cazurile examinate cu $\rho = f(\tau)$ şi $\alpha = f(\tau)$ (punctele 4.1. şi 4.2.3.) supratemperatura staţionară (medie) la suprafaţa elementului, faţă de temperatura fluidului de răcire, poate fi exprimată cu relaţia [13]:

$$\tau_{sf} = (\tau_{sf})_{\substack{\rho=f(\tau) \\ \alpha=f(\tau)}} = \frac{\sqrt{(1-\alpha' \cdot \tau'_{sf})^2 + 4\gamma' \cdot \tau'_{sf}} - (1-\alpha' \cdot \tau'_{sf})}{2\gamma'}. \quad (16)$$

4.3. Determinarea mărimilor geometrice ale elementelor rezistoare. Pe baza datelor iniţiale, mărimilor de material şi solicitărilor termice din relaţia pentru T_a (punctul 4.2.1) se pot afla mărimile următoare:

Grosimea elementului rezistor

$$d = r_2 - r_1 = \frac{2 \cdot \alpha_f \cdot T_a}{c \cdot \rho_d}, \text{ m.} \quad (17)$$

Lungimea activă a elementului

$$T_a = \frac{c \cdot \rho_d \cdot \pi \cdot \beta^0 (r_2^2 - r_1^2) \cdot l \cdot \tau'_{sf}}{360^\circ \cdot P_f} = \frac{c \cdot \rho_d \cdot \Delta \cdot d \cdot l \cdot \tau'_{sf}}{P_f}$$

de unde

$$l = \delta^{-1} (T_a \cdot P_f \cdot R_f)^{-0,5} \cdot (\tau'_{sf})^{-0,5}, \text{ m} \quad (18)$$

în care:

$\delta = \sqrt{c \cdot \rho_d \cdot \rho_f}$ este mărimea de material a elementului rezistor $[(J.\Omega.\text{grd.}^{-1}\text{m}^2)^{0,5}]$;

$P_f = \alpha_f \cdot S \cdot \tau'_{sf}$ — puterea disipată în mediul fluid [W] la momentul iniţial cînd elementul este neîncălzit;

$R_f = \rho_f \cdot l \cdot S_t^{-1}$ — rezistenţa activă a elementului Ω, în stare rece.

Lăţimea elementului curbat determinat de unghiul de deschidere β. Unghiul β (în grade) se calculează din expresia lui T_a de la punctul precedent:

$$\beta^\circ = 360^\circ \cdot \delta \cdot (4\pi \cdot r_{med} \cdot \alpha_f)^{-1} \cdot P_f^{0,5} (T_a \cdot R_f \cdot \tau'_{sf})^{-0,5} \quad (19)$$

în care

$$r_{med} = 0,5\ (r_1 + r_2).$$

Cum lăţimea elementului se poate determina din:

$$\Delta = \frac{2\pi \cdot r_{med}}{360^\circ} \cdot \beta^\circ,$$

cu ajutorul lui (19) se obţine:

$$\Delta = \delta \cdot (2\alpha_f)^{-1} \cdot P_f^{0,5} (T_a \cdot R_f \cdot \tau'_{sf})^{-0,5}, \text{ m.} \quad (20)$$

Masa activă a elementului rezistor o vom determina pentru următoarele trei cazuri, care duc la acelaşi rezultat:

a) $\rho = \rho_f$ şi $\alpha = \alpha_f$, din (9) obţinem:

$$M = \frac{\alpha_f \cdot S \cdot T_a}{c} = \frac{P_f \cdot T_a}{c \cdot \tau'_{sf}} = \frac{P_f \cdot T_f}{c \cdot \eta \cdot \tau'_{sf}}, \text{ kg} \quad (21)$$

b) $\rho = f(\tau)$ şi $\alpha = \alpha_f$, din (10) obţinem:

$$M = \frac{\alpha_f \cdot S \cdot T_t}{c \cdot \eta (1+\alpha' \cdot \tau''_{sf})} = P''_s \cdot T_t [c \cdot \eta (1 + \alpha' \cdot \tau''_{sf}) \cdot \tau''_{sf}]^{-1}, \text{ kg} \quad (22)$$

în care $P''_s = \alpha_f \cdot S \cdot \tau''_{sf}$.

c) $\rho = f(\tau)$ şi $\alpha = f(\tau)$, din (12) obţinem:

$$M = \frac{\alpha_f \cdot S \cdot T_{t\Sigma} \cdot X}{c \cdot \eta \ln [e + Y(e-1)]} = P_s \cdot T_{t\Sigma} \cdot X \{c \cdot \eta \cdot \ln [e + Y(e-1)] \cdot \tau_{sf} (1+\gamma' \cdot \tau_{sf})\}^{-1}, \quad (23)$$

în care $P_s = \alpha_s \cdot S \cdot \tau_{sf} = \alpha_f (1 + \gamma' \cdot \tau_{sf}) S \cdot \tau_{sf}$ sau în general pentru M avem expresia:

$$M = \frac{Q_a [P(\tau); T]}{c \cdot \eta \cdot \varphi (\tau_{sf})}, \text{ kg} \quad (24)$$

în care:

$Q_a [P(\tau); T]$ este căldura acumulată în element (J);

$\varphi (\tau_{sf})$ — funcţie care depinde de supratemperatura staţionară a fluidului de răcire.

Concluziile şi formulele determinate pentru un singur element rezistor se pot extinde asupra întregului reostat ţinîndu-se seamă de condiţiile de frontieră.

5. Exemplu de calcul

Pentru exemplificarea formulelor determinate în acest studiu, cînd $\rho = \rho(\tau)$ şi $\alpha = \alpha(\tau)$, utilizabile la proiectarea unui reostat cu reţele din plăci subţiri curbate, se consideră datele experimentale obţinute de autor asupra unui

element rezistor [11], executat din tolă de transformator (cu 3% Si), cu următorii parametri inițiali :

— puterea de durată pe element (în stare caldă), $P_s = 1410$ W ;

— rezistența activă pe element (în stare caldă), $R_s = 0{,}0191\ \Omega$;

— parametrul de timp la încălzire, $T_{i\Sigma} = 7{,}66$ s ;

— supratemperatura staționară a suprafeței elementului față de temperatura θ_f a fluidului de răcire $\tau_{sf} = 265$ °C ;

— căderea de temperatură medie, dintre fluidul de răcire (θ_f) și mediul ambiant (θ_a), $\Delta\theta_{fa} = 15$°C.

5.1. Pe baza datelor experimentale [11], [13] și din tabele se pot determina :

— transmisivitatea termică prin convecție (medie), $\alpha_s = 130{,}7$ W.m.$^{-2}$°C^{-1} ;

— viteza medie a fluidului de răcire, $V = 20$ m.s^{-1} ;

— temperatura fluidului de răcire, $\theta_f = 35$°C ;

— coeficientul de temperatură al rezistivității (fig. 3), $\alpha' = (260 + \theta_f)^{-1} = (295)^{-1} = 0{,}00339$ °C^{-1} ;

— coeficientul de temperatură al transmisivității termice (fig. 2), $\gamma' = 0{,}003075$ °C^{-1} ;

— căldura specifică a elementului, $c = 482$ J·kg^{-1}·°C^{-1} ;

— densitatea elementului, $\rho_a = 7{,}65 \cdot 10^3$ kg.m^{-3} ;

— rezistivitatea electrică a elementului (la 35°C),

$$\rho_f = 0{,}523 \cdot 10^{-6}\ \Omega\ \text{m} ;$$

— mărimea de material,

$$\delta = \sqrt{c \cdot \rho_a \cdot \rho_f} = \sqrt{1{,}93} = 1{,}3892,\ (\text{J}.\Omega\ \text{grd}^{-1}\cdot\text{m}^{-2})^{0{,}5} ;$$

— parametrii geometrici conform figurii 1, $b = 12 \cdot 10^{-3}$ m, $g = 51 \cdot 10^{-3}$ m, $h = 10 \cdot 10^{-3}$ m, $r = r_1 = 40 \cdot 10^{-3}$ m.

5.2. Pe lîngă datele inițiale se mai pot calcula mărimile derivate :

— temperatura staționară a elementului, $\theta_{sc} = \tau_{sf} + \theta_f = 300$°C ;

— media aritmetică a temperaturilor de frontieră a peliculei de fluid la suprafața elementului (fig. 2), $\theta_{fm} = \dfrac{\theta_{sc} + \theta_f}{2} = 167{,}5$°C ;

— coeficientul de creștere a transmisivității termice [13],

$$1 + \gamma' \cdot \tau_{sf} = 1 + 0{,}003075.265 = 1{,}815 ;$$

— coeficientul de creștere a rezistivității [13],

$$1 + \alpha' \cdot \tau_{sf} = 1 + 0{,}00339.265 = 1{,}898 ;$$

— din graficul figurii 4 la $\tau_{sf} = 265$°C ;

$$\xi = \sqrt{\frac{1 + \gamma' \cdot \tau_{sf}}{1 + \alpha' \cdot \tau_{sf}}} = \sqrt{\frac{1{,}815}{1{,}898}} = 0{,}9778 ;$$

— rezistența activă pe element (în stare rece),

$$R_f = R_s\,(1 + \alpha' \cdot \tau_{sf})^{-1} = 0{,}0191.\ 1{,}898^{-1} = 0{,}01003\ \Omega ;$$

— rezistivitatea electrică a elementului (în stare caldă),

$$\rho_f = \rho_s\,(1 + \alpha'\ \tau_{sf}) = 0{,}523 \cdot 10^{-6}.1{,}898 = 0{,}993 \cdot 10^{-6}\ \Omega\ \text{m} ;$$

— transmisivitatea termică prin convecție (medie) la temperatura θ_f a fluidului de răcire,

$$\alpha_f = \alpha_s\,(1 + \gamma' \cdot \tau_{sf})^{-1} = 130{,}7 \cdot 1{,}815^{-1} = 72\ \text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot{}^{\circ}\text{C}^{-1} ;$$

— densitatea fluxului termic (medie) la regim staționar, pe suprafața de răcire a elementului,

$$q_f = \alpha_f\ \tau_{sf} = 72.265 = 19080\ \text{W}\cdot\text{m}^{-2} ;$$

— Supratemperatura staționară, cînd $\rho = \rho_f$ și $\alpha = \alpha_f$ (4.2.1.),

$$\tau'_{sf} = \frac{P_f}{\alpha_s \cdot S} = \tau_{sf} \cdot \xi^2 = 265.0{,}9778^2 = 253\ ^{\circ}\text{C} ;$$

— puterea de durată pe element (în stare rece) din (2),

$$P_f = P_s\,(1 + \alpha'\ \tau_{sf})^{-1} = 1410.1{,}898^{-1} = 743\ \text{W} ;$$

— factorul de temperatură (4.2.1),

$$\eta = (\tau'_{fs} + \Delta\theta_{fa}).(\tau'_{sf})^{-1} = (253 + 15) \cdot 253^{-1} = 1{,}06 ;$$

— constanta de timp termică a elementului (4.2.1. și 4.2.3., rel. (12).

Din (14) și (15) se determină :

$$X = \sqrt{(1 - 0{,}00339.253)^2 + 4.0{,}003075.253} = 1{,}77 ;$$

$$Y = \frac{1{,}77 - 0{,}142}{1{,}77 + 0{,}142} = 0{,}85 ;$$

$$T_a = T_{i\Sigma} \cdot X\ (\eta \cdot \ln\,[e + Y\,(e - 1)])^{-1} = 7{,}66 \cdot 1{,}77\ (1{,}06 \cdot \ln\ 4{,}1782)^{-1} = 8{,}95\ \text{s} ;$$

— parametrul de timp la răcire în ipoteza $\tau_{rf} = \tau_{sf} = 265$ °C (4.2.3. relația (13)),

$$T_{r\Sigma} = T_a \cdot \eta \cdot \ln \frac{(e + \gamma' \cdot \tau_{sf})}{(1 + \gamma' \cdot \tau_{sf})} = 8{,}95 \cdot 1{,}06 \cdot \ln\,(1{,}946) = 6{,}35\ \text{s} ;$$

rezultînd $T_a > T_{i\Sigma} > T_{r\Sigma}$.

Cu (16) se poate verifica τ_{sf} cînd $\rho = f(\tau)$ şi $\alpha = f(\tau)$

$$\tau_{sf} = \frac{\sqrt{(1-\alpha' \cdot \tau'_{sf})^2 + 4\gamma' \cdot \tau'_{sf}} - (1-\alpha' \tau'_{sf})}{2\gamma'} =$$

$$= \frac{1{,}77 - 0{,}142}{0{,}00615} = 265°\text{C}.$$

5.3. Pe baza mărimilor determinate pînă acum se calculează dimensiunile geometrice d, l, Δ şi masa M a elementului rezistor (paragraful 4.3):

— grosimea elementului relaţia (17),

$$d = \frac{2 \cdot \alpha_f \cdot T_a}{c \cdot \rho_d} = \frac{2.72.8{,}95}{482.7{,}65 \cdot 10^3} = 0{,}35 \cdot 10^{-3}\ \text{m};$$

— lungimea activă a elementului relaţia (18),

$$l = \delta^{-1} (T_a \cdot P_f \cdot R_f)^{0{,}5} \cdot (\tau'_{sf})^{-0{,}5} =$$

$$= 1{,}3892^{-1} (8{,}95.743.0{,}01003)^{0{,}5} \cdot (253)^{-0{,}5} =$$

$$= 370 \cdot 10^{-3}\ \text{m};$$

— lăţimea elementului relaţia (20),

$$\Delta = \delta (2\alpha_f)^{-1} \cdot P_f^{0{,}5} \cdot (T_a \cdot R_f \cdot \tau'_{sf})^{-0{,}5} =$$

$$= 1{,}3892 (2.72)^{-1} \cdot 743^{0{,}5} \cdot (8{,}95.0{,}01003.253)^{-0{,}5} =$$

$$= 55 \cdot 10^{-3}\ \text{m};$$

— masa activă a elementului relaţia (23),

$$M = P_s \cdot T_t^{\Sigma} \cdot X \{c \cdot \eta \cdot \ln [e + Y(e-1)] \cdot \tau_{sf} (1 +$$

$$+ \gamma' \cdot \tau_{sf})\}^{-1} = \frac{1410.7{,}66.1{,}77}{482.1{,}06.1{,}43.265.1{,}815} =$$

$$= 0{,}0544\ \text{kg}$$

sau pe o cale mai directă

$$M = \rho_d S_t \cdot l = 7{,}65 \cdot 10^3 \cdot 19{,}25 \cdot 10^{-6}\ 370 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 0{,}0544\ \text{kg}.$$

Mărimile d, l, Δ şi M coincid cu datele experimentale [11];

— densitatea de curent relaţia (4),

$$J = 1{,}414 \cdot \xi q_f^{0{,}5} \cdot (\rho_f \cdot d)^{-0{,}5} =$$

$$= 1{,}414.0{,}9778 \sqrt{\frac{19080}{0{,}523 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}35 \cdot 10^{-3}}} =$$

$$= 14{,}1 \cdot 10^6\ \text{A} \cdot \text{m}^{-2} = 14{,}1\ \text{A} \cdot \text{mm}^{-2}$$ (Experimental: $J = 13{,}57$ A. mm.$^{-2}$).

Atît masa elementului cît şi densitatea de curent sînt independente de variaţia cu temperatura a parametrilor ρ şi α;

— aria suprafeţei de cedare a căldurii de la element la fluid (4.1), $S = 2 \cdot \Delta \cdot l = 2.55 \cdot 10^{-3} \cdot 375 \cdot 10^{-3} = 0{,}04075\ \text{m}^2$;

— aria secţiunii transversale a elementului (4.1.),

$$S_t = d \cdot \Delta = 0{,}35 \cdot 10^{-3} \cdot 55 \cdot 10^{-3} = 19{,}25 \cdot 10^{-6}\ \text{m}^2.$$

Bibliografie

[1] *Babicov, M. A.* Aparate electrice vol. II. (trad. din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[2] *Czerny, J.* şi *Loos, R.* Hochbelastbare Bremswiderstandsgeräte für die elektrischen Lokomotiven E 10 und E 03. În: Siemens-Z, **39**, 1965, p. 603—608.

[3] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen, Berlin (Göttingen), Heidelberg, Springer-Verlag, 1954.

[4] *Hortopan, G.* Aparate electrice, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[5] *Mikloşi, C.* şi *Şora, C.* Tracţiunea electrică, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1961.

[6] *Pimsner, V.* şi *Mărăcineanu, I.* Instalaţie experimentală pentru studiul transferului de căldură în reţelele de palete, În: St. cerc. energ. electr. tom. **17**, nr. 4, 1967, p. 869—877.

[7] *Popa, O.* Über einige Randwertaufgaben aus der Theorie n-facher dünner Profilgitter. Die II Konferenz für Strömungsmaschinen, 24—29 Oktober 1966, Budapest, p. 262—275.

[8] *Popescu, I. L.* Mişcări nepermanente în hidrodinamica plană. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[9] *Rozenfeld, V. E., Isaev, I. P., Sidorov, N. N.* Elektriceskaia tiaga, Vsesoiuzno ie izdatelsko — poligraficeskoe obiedinenie Ministerstva putei soobşcenia, Moscova, 1962.

[10] *Schoch, E., Grassel, A.* Résistences à éléments en forme d'aubes, În: Revue Brown Boveri, Traction électrique et Dieselélectrique, tom **47**, nr. 9, 1960, Baden, Imprimé en Suisse, p. 566—570.

[11] *Suciu, I., Văzdăuţeanu, V.* şi *Matlak, I.* Issledovanie soprotivlenii iz stalnîh plastin dlia elektriceskoi tiaghi În: Elektrotehnica (U.R.S.S.), nr. 7, 1964, p. 27—31.

[12] *Suciu, I.* Studiul regimului periodic intermitent cînd pierderile dezvoltate în căile de curent variază cu temperatura. În: Bul. st. şi tehn. al I.P. Timişoara, tom. **13** (27), fasc. 1, 1968, p. 161—169.

[13] *Suciu, I.* Studiul solicitărilor termice tranzitorii ale căilor de curent în ipoteza că pierderile dezvoltate şi transmisivitatea termică variază cu temperatura. În: Electrotehnica **16**, nr. 12, 1968, p. 461—468.

[14] *Şveţ, I. T.* şi *Fedorov, V. I.* Voprosî nestaţionarnovo teploobmena v rotorah turbin, Izd. Kievscovo Universiteta, 1960.

[15] *Voigt, R.* Elektrische Widerstände, VEB Berlin, Verlag Tehnik, 1959.

Intrat în redacţie la 29.VIII.1969

Protecţia instalaţiei electrice de pe vagoanele de călători C.F.R.

ION BARBU şi GHEORGHE DUMITRESCU* — Bucureşti

CZ 621.316.923.9 : 628.972 : 625.2

Folosirea elementelor redresoare de siliciu sau germaniu care au stabilitate termică redusă, suportă supracurenţi şi curenţi de scurtcircuit un timp redus, implică realizarea unor dispozitive de protecţie corespunzătoare. Instalaţia electrică de forţă de pe vagoanele de călători CFR conţine un redresor în punte trifazată, realizat cu ventile de siliciu. Redresorul funcţionînd la o tensiune scăzută (circa 30 V), protecţia realizată are anumite particularităţi. Astfel supratensiunile de comutaţie, care în general sînt periculoase pentru elementele semiconductoare, în acest caz nu sînt luate în consideraţie, nefiind periculoase.

Rezultă că protecţia instalaţiei poate fi realizată numai cu ajutorul unor siguranţe ultrarapide speciale. Nu pot fi folosite siguranţele ultrarapide normale datorită condiţiilor de funcţionare în cutie capsulată şi a tensiunii reduse. Norma internă elaborată ţine seama de condiţiile specifice de funcţionare. Trebuie menţionat că nici siguranţele ultrarapide normale nu au fost standardizate elaborîndu-se norme interne naţionale [1]. În cadrul realizării acestor siguranţe a fost dezvoltată o teorie privind calculul siguranţelor cu secţiuni puternic strangulate, secţiuni unde densitatea de curent electric atinge valori de ordinul a 1330 A/mm², în regim permanent.

Suprafaţa laterală a istmului fiind foarte mică neglijăm transmisia căldurii de către acesta, prin convecţie, luînd în consideraţie numai transmisia căldurii prin conductibilitate termică, în lungul fuzibilului. Calculele prezentate în lucrare au fost dezvoltate în aceste ipoteze, determinîndu-se o serie de coeficienţi experimentali fără de care nu poate fi calculată încălzirea. Aceşti coeficienţi trebuie determinaţi, în special în cazul siguranţelor fuzibile, în condiţiile concrete de funcţionare ale acestora.

De asemenea în lucrare au fost determinate încălzirile unor modele de fuzibile, cu un istm sau mai multe istmuri în paralel determinîndu-se şi în aceste cazuri coeficienţii respectivi.

Calculele elaborate au ajutat în ultimă instanţă la elaborarea unei siguranţe ultrarapide corespunzătoare.

1. Schema instalaţiei de forţă şi alegerea protecţiei

1.1. Schema de funcţionare. Elementele principale ale instalaţiei de forţă de pe vagoanele de călători C.F.R. sînt prezentate în figura 1.

Instalaţia conţine ca element principal un generator de curent alternativ de 7 kVA, 25 V, un redresor în punte trifazată, cu ventile de siliciu şi o baterie de acumulatoare montată

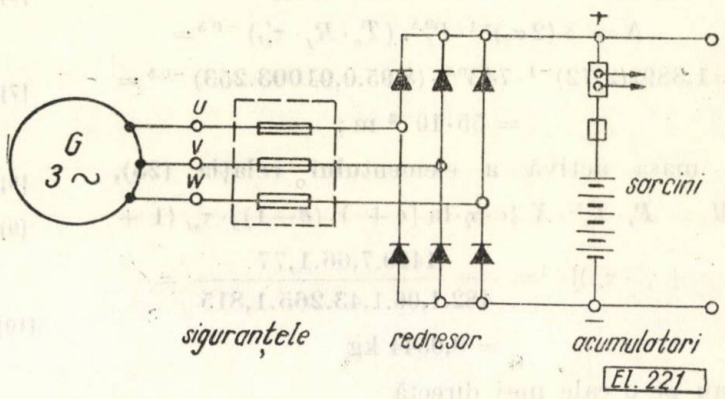


Fig. 1. Schema de principiu a circuitului de forţă de pe vagoanele de călători.

în tampon. Redresorul cu siliciu are un curent de 200 A la tensiunea de 19—30 V, iar bateria de acumulatoare o capacitate de 315 Ah.

1.2. Alegerea protecţiei. În funcţie de parametrii instalaţiei, de condiţiile de funcţionare şi de efectul economic, cel mai potrivit mijloc de protecţie este siguranţa fuzibilă ultrarapidă. Elementul cel mai sensibil al instalaţiei fiind redresorul cu siliciu, caracteristica de protecţie trebuie adaptată la acesta. Ventilul utilizat este de fabricaţie Siemens tip SSi 6K 01 20 K01 cu un curent mediu redresat nominal de 150 A.

Premisele de la care s-a pornit în alegerea unor ventile cu curenţi mult mai mari decît cei ai siguranţelor, au fost: protejarea redresorului cu un singur element de protecţie atît la scurtcircuit cît şi la suprasarcină şi siguranţa în funcţionare. Utilizarea releelor termice şi electrodinamice de protecţie nu este posibilă şi nici economică, pentru că acestea nu prote-

* Ing. *I. Barbu* — este şeful Secţiei Echipamente electrice de joasă tensiune din Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică, iar ing. *Gh. Dumitrescu* — cercetător la acelaşi institut.

jează redresorul la scurtcircuit net, iar combinarea releelor termice cu siguranțe ultrarapide complică și scumpește sistemul de protecție.

Condițiile de funcționare fiind foarte exigente în sensul că la apariția unui defect, respectiv a unui scurtcircuit, chiar oricît de rar ar apare, trebuie să fie ușor de îndepărtat, atît cauzele cît și efectele, pentru a nu face inutilizabil vagonul CFR pe o perioadă lungă de timp. Din această cauză nu s-a putut merge pe ideea de a sacrifica redresorul în cazul unor scurtcircuite nete și de al proteja numai la suprasarcină.

Tensiunea de funcționare fiind redusă (30V) problema protecției ventilelor la supratensiunile de comutație nu se pune întrucît tensiunea nominală a ventilelor este de 125 V (300 V tensiune de vîrf).

Siguranțele fuzibile sînt montate ca în figura 1, ele funcționînd pe partea de curent alternativ a redresorului. Așezarea siguranțelor pe partea de curent alternativ, la bornele generatorului, permite să se realizeze și protecția acestuia.

1.3. *Stabilirea condițiilor de încercare.* Condițiile de încercare și funcționare a siguranțelor ultrarapide nu sînt normalizate nici pe plan intern și nici pe plan internațional, nici chiar pentru siguranțele ultrarapide normale. În cazul instalației de pe vagoanele de călători C.F.R., siguranțele ultrarapide funcționînd la tensiune redusă , apar o serie de probleme atît constructive cît și de încercări specifice, motiv pentru care a fost necesară elaborarea unei norme interne. Încercările prevăzute în această normă reproduc condițiile clasice de încercare prevăzute pentru siguranțele normale cu precizarea unor date suplimentare. Astfel toate încercările se efectuează la tensiunea de 1,1 $U_n = 33$ V, tensiune care nu poate fi depășită niciodată de către generator. Toate încercările se fac în curent alternativ datorită faptului că și siguranțele sînt străbătute de curent alternativ. Construcția siguranțelor este specială tensiunea fiind redusă.

2. Calculul termic al fuzibilelor cu ρ variabil, în regim permanent

2.1. Stabilirea ecuației diferențiale a încălzirii. Siguranțele respective funcționînd la tensiunea redusă sînt prevăzute numai cu un istm pentru reducerea puternică a secțiunii. Curentul nominal fiind mare (160 A) istmul a cărui lungime și lățime este de ordinul milimetrilor trebuie să fie puternic răcit. Astfel lățimea conductorului din imediata sa apropiere este foarte mare (fig. 2). În aceste condiții se poate neglija în calcule transmisia căldurii de către suprafața laterală a acestui istm. Cu aceste ipoteze ecuația diferențială a încălzirii se obține considerînd în ecuațiile cunoscute [2], [3], [4] $K = 0$;

$$\lambda \frac{\partial^2 \tau(x,t)}{\partial x^2} + \rho J^2(t) = \gamma C \frac{\partial \tau(x,t)}{\partial t}. \quad (1)$$

Deși curentul este alternativ (studiind fenomenele termice care durează timpi de ordinul perioadelor) ținînd seama de valoarea mare a constantei de timp termice a fuzibilului în raport cu perioada curentului alternativ, se poate considera numai valoarea eficace a curentului alternativ [5], fără a se lua în considerație variația periodică a acestuia. În acest caz și

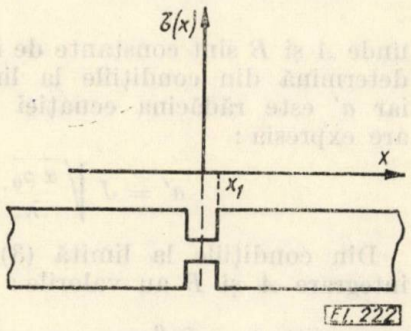


Fig. 2. Porțiunea strangulată a fuzibilului.

variația în raport cu timpul a încălzirii este nulă.

Materialul din care se execută fuzibilele cu strangulări puternice ale secțiunii este de regulă argintul în care caz parametrii γ, c, λ pot fi considerați constanți iar ρ variind proporțional cu temperatura. În aceste condiții și ținînd seama că $\frac{\partial \tau}{\partial t} = 0$, pentru J = constant ecuația (1) devine:

$$\lambda \frac{d^2 \tau(x)}{dx^2} + \rho_0 \alpha J^2 \tau(x) + \rho_a J^2 = 0, \quad (2)$$

unde:

ρ_0, ρ_a sînt rezistivitatea fuzibilului la zero grade Celsius și respectiv temperatura ambiantă;

λ — conductibilitatea termică, W/cm°C;

α — coeficientul de variație a rezistivității cu temperatura, $\frac{1}{°C}$;

J — densitatea de curent în A/cm².

2.2. Condițiile de limită. Condițiile la limită se vor stabili considerînd încălzirea istmului porțiunii strangulate simetrică în raport cu axele de coordonate alese (fig. 2), date fiind condițiile identice de răcire la ambele capete. De asemenea vom considera la capătul istmului transmisia căldurii după relația $-\lambda \frac{d\tau}{dx} = \eta\tau$, sau încălzirea constantă $\tau(x_1) = \tau_1$. Relația de transmisie a căldurii presupusă mai sus a fost demonstrată în lucrarea [4].

Deci condițiile la limită au următoarele două forme:

$$-\lambda \frac{d\tau(x)}{dx}\bigg|_{x=x_1} = \eta\tau(x)|_{x=x_1}; \frac{d\tau(x)}{dx}\bigg|_{x=0} = 0 \quad (3)$$

și

$$\tau(x)\big|_{x=x_1} = \tau_1 \frac{\mathrm{d}\tau(x)}{\mathrm{d}x}\bigg|_{x=0} = 0 . \quad (4)$$

2.3. *Rezolvarea ecuației.* Integrala generală a ecuației diferențiale (2) este:

$$\tau(x) = A \sin a'x + \mathrm{B} \cos a'x - \frac{\rho_a}{\rho_0 \alpha}, \quad (5)$$

unde A și B sînt constante de integrare care se determină din condițiile la limită (3) și (4), iar a' este rădăcina ecuației caracteristice și are expresia:

$$a' = J \sqrt{\frac{\alpha \rho_0}{\lambda}}. \quad (6)$$

Din condițiile la limită (3) constantele de integrare A și B au valorile:

$$A = 0; \ \mathrm{B} = \frac{\rho_a g}{\alpha \rho_0} \cdot \frac{1}{g \cos a'x_1 - a' \sin a'x_1} \quad (7)$$

iar integrala (5) expresia:

$$\tau(x) = \frac{\rho_a}{\alpha \rho_0}\left[\frac{g \cos a'x}{g \cos a'x_1 - a' \sin a'x_1} - 1\right], \quad (8)$$

unde s-a notat

$$g = \frac{\eta}{\lambda}. \quad (9)$$

Din condițiile la limită (4) rezultă următoarele constante de integrare:

$$A = 0; \ B = \frac{1}{\cos a'x_1}\left[\tau_1 + \frac{\rho_a}{\alpha \rho_0}\right]. \quad (10)$$

Cu aceste constante de integrare relația (5) devine:

$$\tau(x) = \tau_1 \frac{\cos a'x}{\cos a'x_1} + \frac{\rho_a}{\alpha \rho_0}\left[\frac{\cos a'x}{\cos a'x_1} - 1\right]. \quad (11)$$

3. Încălzirea fuzibilelor cu ρ constant, în regim permanent

3.1. Stabilirea ecuației. Calcule mai simple pot fi obținute în cazul fuzibilelor din constantan, cromnichel etc., la care rezistivitatea nu variază cu temperatura. De asemenea în cazul fuzibilelor din argint și cupru putem considera cu aproximație valoarea medie a rezistivității, deci tot o rezistivitate constantă. În aceste condiții ecuația încălzirii se deduce din (1) și este:

$$\frac{\mathrm{d}^2\tau(x)}{\mathrm{d}x^2} + \frac{\rho_m}{\lambda} J^2 = 0, \quad (12)$$

unde:

ρ_m este rezistivitatea medie a fuzibilului.

Condițiile la limită rămîn cele stabilite în capitolul precedent, condițiile (3) și (4).

3.2. Rezolvarea ecuației. Soluția ecuației diferențiale (12) este:

$$\tau(x) = -\frac{1}{2}\frac{\rho_m J^2 x^2}{\lambda} + C_1 x + C_2 \quad (13)$$

unde constantele de integrare, C_1 și C_2, se determină din condițiile la limită (3) și (4).

— Din condițiile la limită (3) rezultă următoarele constante:

$$C_1 = 0 \text{ și } C_2 = \frac{\rho_m J^2 x_1}{\eta} + \frac{\rho_m J^2 x_1^2}{2\lambda}$$

iar soluția (13) este de forma:

$$\tau(x) = \frac{\rho_m J^2}{2\lambda}(x_1^2 - x^2) + \frac{\rho_m J^2 x_1}{\eta}. \quad (14)$$

— Cu condițiile la limită (4) constantele de integrare sînt:

$$C_1 = 0 \text{ și } C_2 = \tau_1 + \frac{\rho_m J^2 x_1^2}{2\lambda},$$

iar soluția (13) devine:

$$\tau(x) = \tau_1 + \frac{\rho_m J^2}{2\lambda}(x_1^2 - x^2). \quad (15)$$

3.3. Determinarea coeficientului de transmisie a căldurii. Cu ajutorul ecuației (15) încălzirea $\tau(x)$ se determină cunoscîndu-se încălzirea în porțiunea mare a fuzibilului, iar cu ecuația (4) cunoscîndu-se, pentru un anumit tip de siguranță, coeficientul de transmisie a căldurii η. Acest coeficient de transmisie a căldurii [4] se determină pentru un anumit tip de siguranță dintr-o serie de încercări prealabile. Cea mai simplă metodă constă în cazul ecuațiilor din capitolul (2) în măsurarea încălzirii τ_1, iar η rezultînd din ecuația (14) și este:

$$\eta = \frac{\rho_m J^2 x_1}{\tau_1}. \quad (16)$$

În cazul în care se ține seama de variația rezistivității cu temperatura, coeficientul de transmisie a căldurii rezultă din ecuația (8) notînd $\tau(x_1) = \tau_1$ și este:

$$\eta = a'\lambda\left[1 + \frac{\rho_a}{\alpha \rho_0 \tau_1}\right] \mathrm{tg}\, a' x_1. \quad (17)$$

4. Construcția și tehnologia siguranțelor

4.1. Construcția siguranțelor. Siguranțele respective funcționînd la tensiunea redusă (30 V) pentru asigurarea unei capacități de rupere de 10 kA, a fost suficientă practicarea unui singur istm în lungul fuzibilului, față de circa 6 istmuri la siguranțele normale [1]. Aceasta este deosebirea esențială față de construcția siguranțelor normale, care a adus implicit o serie de elemente noi. Siguranțele normale nu pot fi folosite datorită pierderilor mari la cu-

rentul nominal şi implicit al încălzirilor ridicate ce s-ar fi obţinut în cutia capsulată, unde funcţionează aceste siguranţe. Astfel la siguranţele realizate se obţin pierderi de ordinul a 16 W faţă de 40 W obţinute la siguranţele

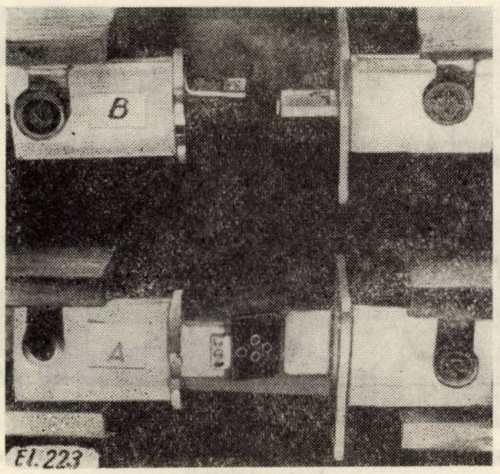


Fig. 3. Fixarea fuzibilelor pe cuţitele patronului.

normale. De asemenea un singur istm este suficient pentru întreruperea tensiunii reduse de 30 V.

Fuzibilul fiind modificat pentru a nu avea pierderi electrice mari, a fost necesar să se

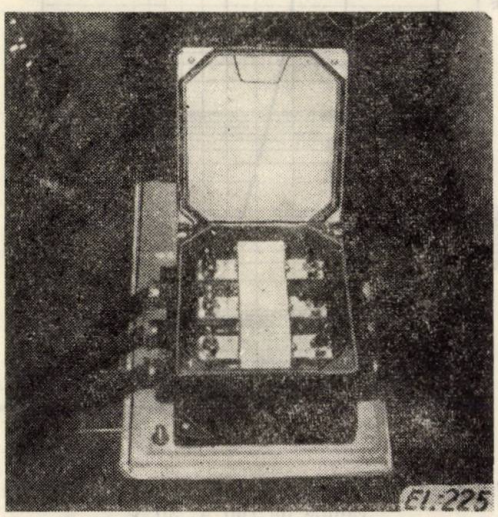


Fig. 5. Cutia de siguranţe cu patroanele fuzibile montate.

realizeze o porţiune activă din argint foarte scurtă de ordinul a 15 mm, care să se sudeze pe contacte din cupru masiv, ce constituie prelungirea cuţitelor patronului. În figura 3 sînt prezentate, în două variante, fuzibile sudate pe cuţitele de contact ale patronului. În restul construcţiei s-a preferat să se folosească cît mai multe repere de la siguranţele obişnuite. Astfel în figura 4, se prezintă un patron model şi patronul obţinut cu majoritatea pieselor de la siguranţele folosite la L.D.E.

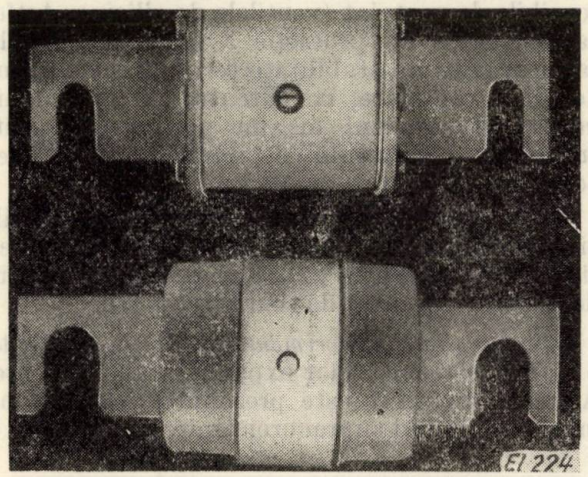


Fig. 4. Construcţia patroanelor :
a — patron realizat ; *b*) patron model

În figura 5 se prezintă o cutie de siguranţe cu cele 3 patroane fuzibile montate.

4.2. Tehnologia siguranţelor. O atenţie deosebită a trebuit să se acorde fixării şi sudării fuzibilului. Astfel porţiunea strangulată a fuzi-

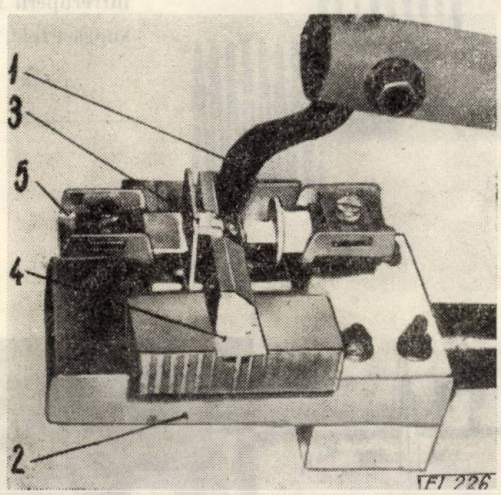


Fig. 6. Dispozitivul de sudură al fuzibilului:
1 — electrodul superior cu vîrf de wolfram ; *2* — electrodul inferior ; *3* — siguranţe ; *4* — piese din cupru argintat ; *5* — suport de prins cuţitele ;

bilului este rigidizată cu ajutorul a două plăcuţe nituite, iar fuzibilul este bine sudat de cuţite. Pentru efectuarea acestor operaţii au fost realizate o serie de dispozitive. În figura 6 este prezentat dispozitivul cu ajutorul căruia se sudează fuzibilul.

5. Rezultatele experimentale şi de calcul

5.1. Experimentări. Experimentările au fost efectuate în conformitate cu condiţiile impuse de norma internă elaborată. Condiţiile din norma internă au fost stabilite în raport cu regimul de exploatare şi cu elementele cele mai sensibile de protejat (ventilele de siliciu). Astfel caracteristica de protecţie a fost adaptată la caracteristica de stabilitate termică a ventilelor de siliciu protejate, iar curentul de scurtcircuit impus, de curentul maxim posibil în circuit. În privinţa curentului de scurtcircuit s-a ales acoperitor valoarea de 10 kA.

Dintre parametrii impuşi menţionăm : încălzirea bornelor siguranţelor ; curenţii de fuziune ; timpii de fuziune la $2I_n$, $3\ I_n$ şi $5\ I_n$; curentul de impuls ; curentul de scurtcircuit etc.

5.2. Rezultate experimentale. Se va prezenta o sinteză a rezultatelor experimentale obţinute. Astfel în figura 7 este prezentată oscilograma întreruperii unui supracurent mic, iar în figura 8 sînt prezentate oscilograma şi omida de întrerupere obişnuită la curentul de impuls. Aspectul întreruperii curentului de scurtcircuit şi omida de întrerupere sînt prezentate în figura 9.

În figurile 10 şi 11 sînt prezentate caracteristicile de fuziune şi respectiv de limitare a curentului. Se constată că siguranţele întrerup în timpi foarte mici curenţii de suprasarcină şi de scurtcircuit, asigurînd o caracteristică ultrarapidă de protecţie.

Oscilogramele şi caracteristicile prezentate arată că siguranţele realizate au performanţe ridicate din punct de vedere al protecţiei redresoarelor cu siliciu.

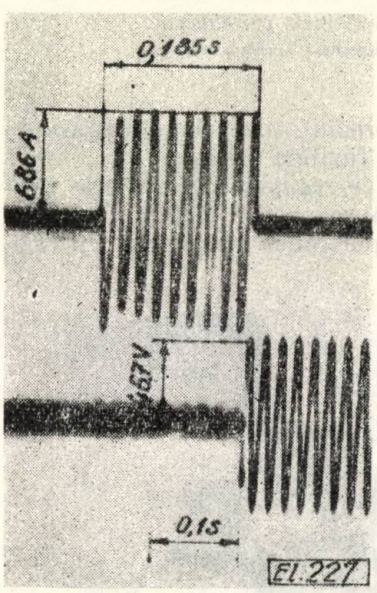


Fig. 7. Oscilograma întreruperii unui supracurent mic.

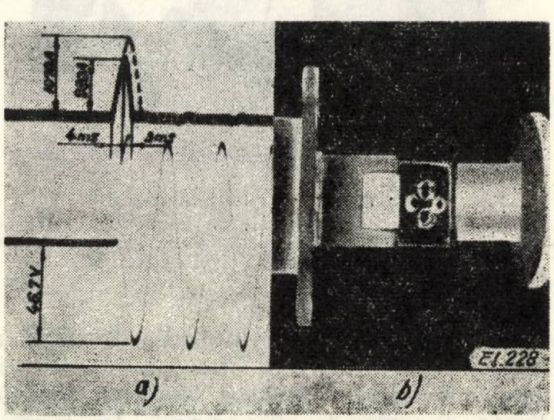


Fig. 8. Oscilograma şi omida întreruperii curentului de impuls :
a – oscilograma ; *b* – omida.

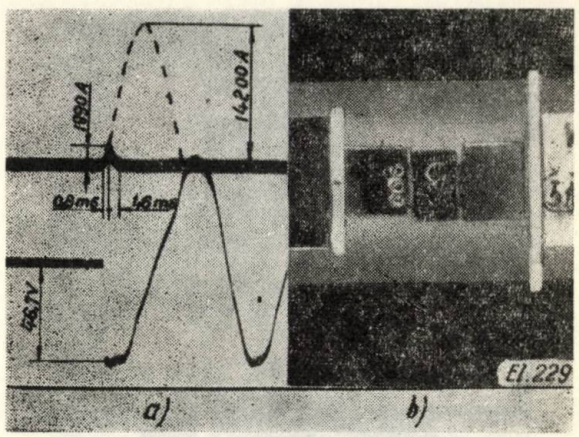


Fig. 9. Oscilograma şi omida întreruperii curentului de scurtcircuit :
a – oscilograma ; *b* – omida.

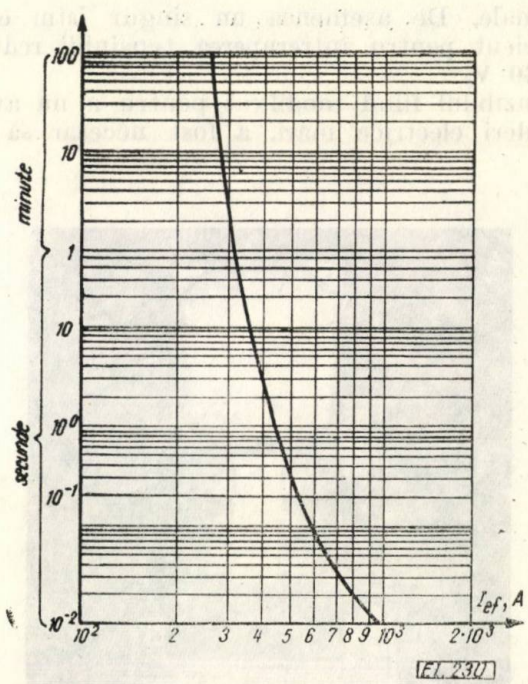


Fig. 10. Caracteristica de fuziune a siguranţei ultra rapide de 160 A, 30 V.

5.3. Date de calcul. Calculele au fost făcute folosind rezultatele experimentale preliminare pentru determinarea coeficientului de transmisie a căldurii η și încălzirii. Pentru fuzibile din argint și pentru tipul de siguranțe construit, η este cuprins între $(4 \div 4{,}8)\ \frac{W}{°C\ cm^2}$, iar încălzirea la curent nominal permanent cuprinsă între (400—600)°C.

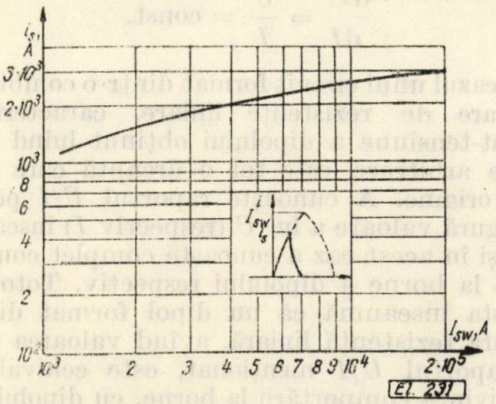


Fig. 11. Caracteristica de limitare a curenților și siguranței ultrarapide de 160 A, 30 V.

6. Concluzii

— Calculele dezvoltate au permis dimensionarea corectă a unui tip special de siguranță folosită la protecția instalației electrice de pe vagoanele de călători C.F.R. și în special al ventilelor de siliciu. Aceste calcule pot fi aplicate și la alte tipuri de siguranțe, cu determinarea corespunzătoare a coeficienților experimentali.

— Caracteristica siguranței construite este similară siguranțelor ultrarapide normale, însă pierderile sînt cu 60% mai mici, motiv pentru care nu pot fi folosite siguranțe ultrarapide normale.

— Elaborarea normei interne și a condițiilor de încercare au fost făcute pe bază de numeroase încercări asupra condițiilor optime de funcționare, cu modele străine, discutate și aprobate de toți factorii interesați.

— Dintre caracteristicile siguranțelor realizate menționăm: caracteristica de fuziune abruptă, caracteristica de limitare bună, pierderi electrice reduse; încălziri mici la bornele siguranței, tehnologie și tip constructiv adaptabile întreprinderii Electroaparataj etc.

— Siguranțele respective sînt în fabricație la Electroaparataj care are un merit deosebit în elaborarea și asimilarea soluțiilor.

Bibliografie

[1] *Barbu, I.* și *Lăzărescu, R.* Serii de siguranțe ultrarapide pentru protecția redresoarelor cu siliciu. În: Lucrările I.C.P.E., nr. 18, 1967, p. 145—155.
[2] *Kaspar, F.* Thermo-Bimetalische in der Electrotechnik V.E.B. Berlin, Verlag Technik, 1960.
[3] *Avramescu, A.* Contribuții la calculul încălzirii tranzitorii a siguranțelor fuzibile: În: Comunicările Academiei R.P.R. tom. V, nr. 4, 1955.
[4] *Barbu, I.* Considerații asupra fenomenelor staționare electrice și termice la funcționarea siguranțelor fuzibile. În: Electrotehnica 17, nr. 4, 1969, p. 137—143.
[5] *Barbu, I.* Untersuchung des Zusammenhanges zwischen termischen und elektromagnerischen Erscheinungen. În: Lucrările I.C.P.E. nr. 20, 1969, p. 49—56.

Intrat în redacție la 14.X.69

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Asupra echivalenței la borne a dipolilor electrici

COSTIN MIRON* — Cluj

CZ 621.372.4.012.8

În cazurile cele mai simple, un dipol pasiv conține un singur element pasiv de circuit, iar un dipol activ (real) conține o combinație de două elemente ideale, unul activ și unul pasiv. În cazul unui dipol oarecare, constituit dintr-o rețea complexă de elemente de circuit, se poate găsi întotdeauna cel puțin un dipol simplu, echivalent din punct de vedere al comportării la borne cu dipolul complex. În acest scop se folosesc, după cum este bine cunoscut, regulile de compunere a elementelor pasive de circuit și teoremele lui Thévenin și Norton. Premisa valabilității teoremelor lui Thévenin și Norton o constituie proprietatea de liniaritate a circuitului studiat [1], [2].

În timp ce în lucrările existente conceptul de liniaritate este privit prin prisma conținutului său matematic, în cele ce urmează vom încerca să dăm o privire legată mai direct de fenomenul fizic, care ne va permite să obținem o imagine mai concretă și intuitivă a întregii comportări la borne a unui dipol oarecare,

* *C. Miron* este inginer principal la Institutul de fizică atomică — secția Cluj

liniar sau neliniar, simplu sau complex, pasiv sau activ. Această imagine va pune într-o nouă lumină problema echivalenței la borne a dipolilor electrici.

Ne vom mărgini în cele ce urmează la tratarea regimului de curent continuu al dipolilor care conțin ca elemente pasive numai rezistențe. Toate rezultatele pot fi însă extinse imediat la cazul regimului permanent sinusoidal al rețelelor oarecare.

Dipoli liniari pasivi. În cazul regimului de curent continuu, comportarea la borne a unui dipol (fig. 1) este complet determinată dacă

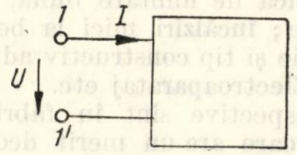


Fig. 1. Dipol.

se cunoaște caracteristica sa statică „curent-tensiune", $I = f(U)$ (caracteristica „voltamperică"). Caracteristica curent-tensiune a unei simple rezistențe liniare R este reprezentată în figura 2 și este o dreaptă care trece prin

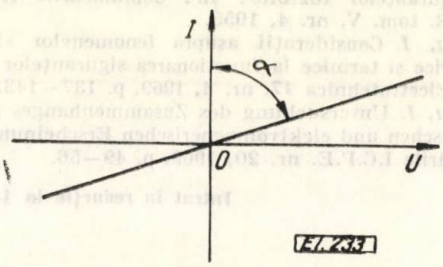


Fig. 2. Caracteristica curent-tensiune a unei rezistențe R liniare ($R = \mathrm{tg}\alpha = \mathrm{const}$).

origine. Ecuația acestei drepte, care nu este altceva decît legea lui Ohm:

$$I = \frac{U}{R} \ (R = \text{const}), \tag{1}$$

unde

$$R = \mathrm{tg}\ \alpha, \tag{2}$$

caracterizează complet comportarea la borne a rezistenței. Această ecuație depinde de o singură constantă R, ceea ce înseamnă că se cunoaște complet comportarea la borne a rezistenței dacă se cunoaște constanta $R = U/I$. Menționăm că proprietatea de liniaritate se scrie

$$\frac{U}{I} = \text{const} \tag{3}$$

și se traduce grafic prin caracterul rectiliniu al caracteristicii $I = f(U)$; se observă imediat că:

$$\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}I} = \frac{U}{I} = \text{const.} \tag{3'}$$

În cazul unui circuit format dintr-o combinație oarecare de rezistențe liniare, caracteristica curent-tensiune a dipolului obținut luînd două borne arbitrare este tot o dreaptă care trece prin origine. A cunoaște raportul U/I pentru o singură valoare a lui U (respectiv I) înseamnă deci și în acest caz a cunoaște complet comportarea la borne a dipolului respectiv. Totodată, aceasta înseamnă că un dipol format dintr-o singură rezistență liniară, avînd valoarea egală cu raportul U/I menționat, este echivalentă, în privința comportării la borne, cu dipolul dat.

Dipoli liniari activi. În cazul unui dipol activ (generator) se obișnuiește să se aleagă sensurile pozitive ca în figura 3 în care, pentru a evita confuziile, am notat curentul cu I',

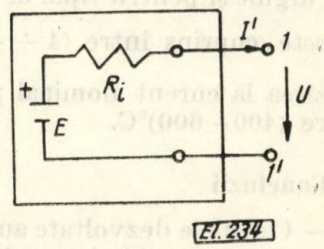


Fig. 3. Dipol activ elementar.

păstrînd notația I pentru convenția de semne din figura 1.

Un dipol activ real, de exemplu un element de acumulator, se reprezintă sub forma unui circuit serie compus dintr-o tensiune electromotoare E și o rezistență „interioară" R_i. Dacă dipolul este liniar, E și R_i sînt ambele independente de I', fiind constante ale dipolului. Cunoașterea lor înseamnă cunoașterea completă a comportării sale la borne, deoarece legînd la borne o sarcină cunoscută R rezultă:

$$I' = \frac{E}{R_i + R}, \quad U = RI'. \tag{4}$$

Reprezentînd grafic caracteristica curent-tensiune a acestui dipol,

$$I' = \frac{E - U}{R_i}, \tag{5}$$

(unde E și R_i sînt constante), obținem dreapta din figura 4. Abscisa la origine reprezintă tensiunea de mers în gol, U_{gol}, iar ordonata la origine, curentul de scurtcircuit I'_{sc}:

$$U_{gol} = E, \ I'_{sc} = \frac{E}{R_i}. \tag{6}$$

Menționăm că atît caracteristica din figura 2 cît și cea din figura 4, pot fi ridicate experimental dacă se pot efectua măsurări asupra dipolilor respectivi.

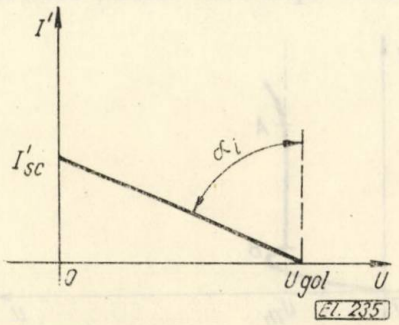


Fig. 4. Caracteristica curent-tensiune a dipolului din figura 3: $I'_{sc} = E/R_i$; $U_{gol} = E$; $R_i = \operatorname{tg} \alpha_i$.

În cazul dipolului activ liniar din figura 3, deși proprietatea de liniaritate se traduce grafic tot prin caracterul rectiliniu al caracteristicii curent-tensiune, adică:

$$\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}I'} = R_i = \text{const}, \tag{7}$$

raportul U/I' nu mai este constant și nu mai este egal cu R_i decît într-un singur punct ($U = E/2$; $I' = E/2R_i$).

Teoremele lui Thévenin și Norton. În cazul general al unui dipol liniar activ compus din mai multe rezistențe și surse, caracteristica $I' = f(U)$ este tot o dreaptă [4] (fig. 5). Această caracteristică poate fi ridicată experimental

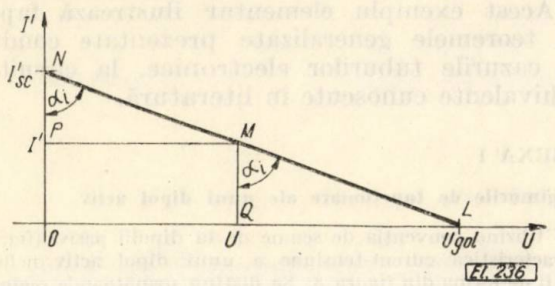


Fig. 5. Caracteristica curent-tensiune a unui dipol activ liniar oarecare ($R_i = \operatorname{tg} \alpha_i = |\mathrm{d}U/\mathrm{d}I'| = \text{const}$).

dacă dipolul este realizat practic, sau determinată prin calcul dacă se cunosc structura sa și valorile tuturor componentelor. Cunoașterea dreptei NL, grafic sau prin ecuația ei, înseamnă cunoașterea completă a comportării la borne a dipolului. Vom nota ca și mai înainte inversul modulului pantei cu R_i, o mărime deocamdată fără interpretare fizică, dar avînd dimensiunile unei rezistențe.

Dreapta din figura 5 poate fi dată fie prin tăieturi — punctele $(O; I'_s)$ și $(U_{gol}; 0)$ — fie prin unul din aceste puncte și R_i. Deoarece o dreaptă este complet determinată prin numai trei parametri, mărimile I'_{sc}, U_{gol} și R_i nu sînt toate trei independente, ci sînt legate prin relația:

$$R_i = \frac{U_{gol}}{I'_{sc}}, \tag{8}$$

care rezultă direct din figură. Faptul că dipolul considerat are caracteristica la borne complet determinată prin numai doi parametri, arată că trebuie să existe cel puțin un dipol simplu, constituit din numai două elemente de circuit, care să aibă aceeași caracteristică curent-tensiune, adică să fie echivalent la borne cu dipolul dat. În realitate există două asemenea configurații simple, corespunzătoare teoremelor lui Thévenin și Norton. Demonstrația acestor două teoreme este imediată și elegantă, dacă folosim figura 5.

Fie punctul curent $M(U; I')$ pe caracteristica din figura 5. Putem scrie:

$$U = \overline{OL} - \overline{QL},$$

dar, din triunghiul dreptunghiular QLM:

$$\overline{QL} = \overline{MQ} \cdot \operatorname{tg} \alpha_i.$$

Înlocuind în aceste relații $\overline{OL} = U_{gol}$, $\overline{MQ} = I'$ și $\operatorname{tg} \alpha_i = R_i$, rezultă teorema lui Thévenin:

$$U = U_{gol} - I'R_i. \tag{9}$$

„Rezistența" R_i primește astfel interpretarea fizică cunoscută în această teoremă.

Pe axa ordonatelor putem scrie $I' = \overline{ON} - \overline{PN}$. Procedînd ca mai sus obținem, cu ajutorul triunghiului dreptunghic PNM, teorema lui Norton:

$$I' = I'_{sc} - \frac{U}{R_i}. \tag{10}$$

Generalizarea teoremelor lui Thévenin și Norton la cazul dipolilor neliniari. Fie un dipol neliniar oarecare, avînd însă o zonă de funcționare liniară. Caracteristica sa curent-tensiune va fi curbilinie, dar va avea o porțiune rectilinie (AB în figura 6), corespunzătoare zonei de funcționare liniară. Vom arăta în cele ce urmează că, în cazul în care dipolul neliniar lucrează în porțiunea liniară AB, se pot găsi două configurații de dipoli liniari simpli, echivalente cu dipolul dat.

Pentru ca un dipol liniar să fie echivalent în porțiunea AB cu dipolul neliniar considerat, caracteristica sa curent-tensiune trebuie să coincidă în porțiunea AB cu caracteristica dipolului neliniar. Prin urmare el va trebui să aibă caracteristica $NABL$ din figura 6, obținută prin prelungirea rectilinie a segmentului de

dreaptă AB. Pentru această caracteristică liniară $NABL$, sînt valabile teoremele lui Thévenin și Norton,

$$U = U_{Th} - R_i I' \qquad (11)$$

și

$$I' = I'_N - \frac{U}{R_i}. \qquad (12)$$

Ecuațiile (11) și (12), în care U_{Th}, I'_N și R_i sînt toate constante, descriu corect comportarea la borne a dipolului neliniar în porțiunea AB și numai în această porțiune. Dipolii liniari corespunzători — generatorul Thévenin, respectiv Norton — sînt deci echivalenți la borne cu dipolul dat, atîta timp cît este vorba de zona liniară a caracteristicii curent-tensiune.

În relațiile (11) și (12) R_i reprezintă inversul modulului pantei în oricare punct al porțiunii AB a caracteristicii neliniare date. Mărimile U_{Th} și I'_N le vom numi respectiv „tensiune Thévenin" și „curent Norton". La un dipol liniar ele coincid respectiv cu tensiunea de mers în gol și curentul de scurtcircuit. La un dipol neliniar cu zonă de liniaritate, ele diferă în general de acestea din urmă (fig. 6). Mai mult,

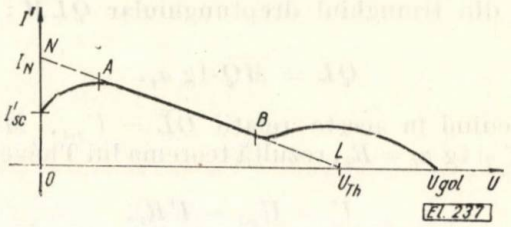


Fig. 6. Caracteristică curent-tensiune neliniară cu o porțiune de liniaritate AB.

la un dipol neliniar cu mai multe zone de liniaritate, ele au în general valori diferite pentru fiecare zonă de liniaritate.

Cele prezentate arată că demonstrațiile teoremelor lui Thévenin și Norton cunoscute în literatură (de ex. [1], [2], [3]) implicînd valabilitatea principiului superpoziției, restrîng în mod artificial domeniul lor de valabilitate la cazul circuitelor liniare în întreg domeniul de funcționare, de la gol la scurtcircuit. Putem acum să dăm, pe baza demonstrațiilor făcute, o formă generalizată a celor două teoreme.

Teorema lui Thévenin generalizată. Orice dipol activ sau pasiv este echivalent, în oricare porțiune rectilinie a caracteristicii sale curent-tensiune, cu un dipol liniar format dintr-un generator de tensiune electromotoare U_{Th} conectat în serie cu o rezistență R_i.

Teorema lui Norton generalizată. Orice dipol activ sau pasiv este echivalent, în oricare porțiune rectilinie a caracteristicii sale curent-tensiune, cu un dipol liniar format dintr-un generator de curent constant I'_N, conectat în paralel cu o rezistență R_i.

„Tensiunea Thévenin", U_{Th}, și „curentul Norton", I'_N, reprezintă respectiv abscisa și ordonata la origine ale dreptei care prelungește porțiunea liniară considerată a caracteristicii curent-tensiune, iar R_i reprezintă inversul modulului pantei aceleiași drepte. În cazul particular al unui dipol activ liniar, tensiunea Thévenin devine tensiunea de mers în gol, iar curentul Norton, curentul de scurtcircuit.

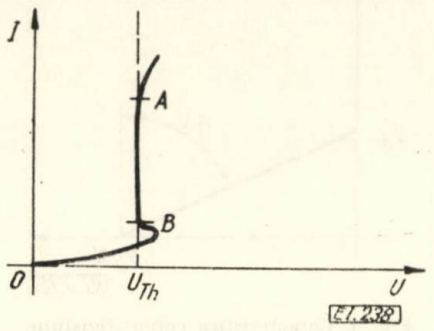


Fig. 7. Exemplu de caracteristică curent-tensiune neliniară.

Aplicație. Fie dipolul avînd caracteristica curent-tensiune dată în figura 7. Prelungind porțiunea liniară AB rezultă tensiunea Thévenin, U_{Th}, și curentul Norton, $I_N \infty$; $R_i = 0$.

În zona liniară AB, dipolul dat este echivalent cu o tensiune electromotoare de valoare U_{Th}. După cum se știe însă, curba din figura 7 reprezintă caracteristica unui tub redresor cu gaz (de exemplu un gazotron), iar idealizarea acestui element redresor, obișnuită în studiul circuitelor redresoare, constă tocmai în înlocuirea sa cu un circuit format dintr-o diodă perfectă în serie cu o tensiune electromotoare. (Atîta timp cît funcționarea are loc la tensiuni U pozitive, prezența diodei perfecte nu are nici un efect).

Acest exemplu elementar ilustrează faptul că teoremele generalizate prezentate conduc, în cazurile tuburilor electronice, la circuitele echivalente cunoscute în literatură.

ANEXA I

Regimurile de funcționare ale unui dipol activ

Utilizînd convenția de semne de la dipolii pasivi (fig. 1), caracteristica curent-tensiune a unui dipol activ neliniar va fi de forma din figura 8. Se disting următoarele regimuri de funcționare (cînd se aplică din exterior o tensiune U):

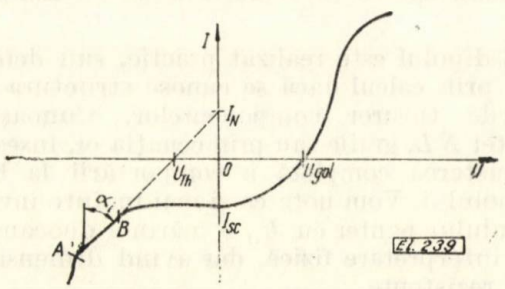


Fig. 8. Caracteristica curent-tensiune a unui dipol activ neliniar ($R_i = \operatorname{tg} \alpha_i$).

— regim consumator, cînd $U > U_{gol}$ (cadranul I); dipolul consumă energie $(UI > 0)$;

— regim generator, cînd $0 < U < U_{gol}$ (cadranul IV); dipolul debitează energie $(UI < 0)$;

— regim consumator, cînd $U < 0$ (cadranul III); dipolul consumă energie, dar curentul și tensiunea sînt ambele negative $(UI > 0)$.

Pentru porțiunea liniară AB din cadrul acestui ultim regim, se arată în figura 8 modul de aplicare a teoremelor generalizate Thévenin și Norton.

În cazul particular al unui dipol neliniar pasiv, zona regimului generator nu există, caracteristica trecînd prin origine ($U_{gol} = 0$; $I_{sc} = 0$) și fiind cuprinsă în întregime în cadranele I și III. Așa cum s-a arătat, teoremele generalizate sînt valabile și în acest caz.

ANEXA II

Interpretarea grafică a demonstrației clasice a teoremei lui Thévenin

A. Demonstrația clasică a teoremei lui Thévenin. Vom considera varianta dată în [3]. Fie caracteristica curent-tensiune a dipolului liniar considerat dată în figura 9 (dreapta *a*). Determinarea tensiunii de mers în gol U_{gol} este imediată. Pentru determinarea rezistenței R_i se anulează toate sursele

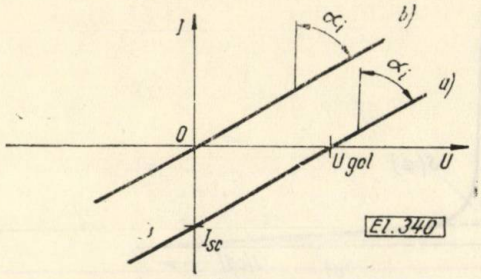


Fig. 9. a) Caracteristica curent-tensiune a unui dipol activ liniar;
b) Caracteristica aceluiași dipol pasivizat.

interioare (se pasivizează dipolul) și se măsoară rezistența între borne. Grafic, aceasta înseamnă deplasarea caracteristicii *a* paralel cu ea însăși pînă ce ajunge să treacă prin origine (translația pe orizontală cu $-U_{gol}$) — dreapta *b* din figura 9 — și măsurarea raportului U/I pentru această dreaptă.

B. Generalizarea demonstrației clasice a teoremei lui Thévenin. Fie caracteristica unui dipol activ neliniar cu o porțiune de liniaritate AB, dată în figura 10. Determinarea tensiunii U_{gol} este și în acest caz imediată. Translatînd însă și aici curba *a* cu $-U_{gol}$ pe orizontală, se obține pentru R_i o valoare care depinde de punctul considerat din porțiunea liniară $A'B'$. Rezultă așadar un circuit echivalent neliniar, compus dintr-o tensiune electromotoare de valoare U_{gol} constantă, în serie cu o rezistență R_i funcție de valoarea

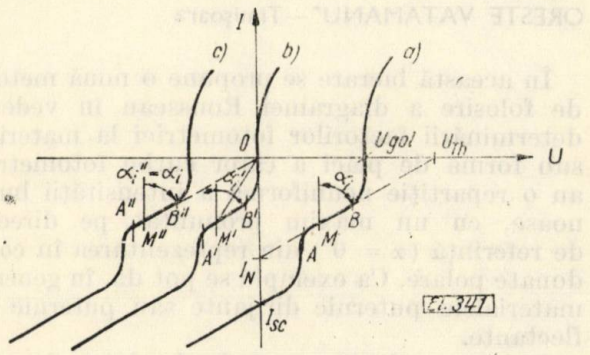


Fig. 10. a) Caracteristica curent-tensiune a unui dipol activ neliniar.
b) Caracteristica a) translatată de-a lungul axei OU cu $-U_{gol}$;
c) Caracteristica a) translatată de-a lungul axei OU cu $-U_{Th}$.

curentului care o străbate. Fiind tot neliniar, acest circuit echivalent simplu nu prezintă avantaje esențiale față de dipolul inițial.

Aplicarea teoremei lui Thévenin generalizate dată de noi înseamnă însă translatarea curbei *a* în poziția *c* (deci cu mărimea $-U_{Th}$). În acest fel valoarea calculată pentru R_i nu mai depinde de punctul din porțiunea $A''B''$ pentru care se calculează, iar dipolul echivalent obținut este un dipol liniar.

Bibliografie

[1] *Radovici, B.* și *Ionescu, G.* Electrotehnica, măsuri și mașini electrice, București, Editura Didactică și Pedagogică, 1966.

[2] *Owen, G. W.* și *Keaton, P. W.* Fundamentals of Electronics, vol. I New-York, 1966.

[3] *Beletki, A. F.* Osnovi teorii lineinih elektriceskih țepei, Moskva, 1967.

[4] *Feynman, R., Leighton, R.* și *Sands, M.* The Feynman Lectures on Physics, London, 1964.

Intrat în redacție la 20.II.1969

Contribuții cu privire la utilizarea diagramei Rousseau în cazul curbelor fotometrice alungite în vederea determinării factorilor fotometrici

ORESTE VATAMANU*—Timișoara

CZ 535.245.1 : 621.326

În această lucrare se propune o nouă metodă de folosire a diagramei Rousseau în vederea determinării factorilor fotometrici la materiale sub formă de plăci a căror curbe fotometrice au o repartiție neuniformă a intensității luminoase, cu un maxim pronunțat pe direcția de referință ($\alpha = 0°$) din reprezentarea în coordonate polare. Ca exemplu se pot da, în general, materialele puternic dirijante sau puternic reflectante.

Se cunosc diverse metode de determinare a factorilor fotometrici, printre care se enumeră și metoda curbei fotometrice [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7]. Ea prezintă următoarele particularități :

— permite determinarea directă a factorilor fotometrici fără a face uz de probe etalon ;

— permite separarea fluxului perfect difuz de cel dirijat.

În principiu, metoda clasică constă în determinarea curbelor fotometrice de transmisie respectiv reflexie a luminii, cu ajutorul cărora se stabilesc apoi diagramele Rousseau aferente, care planimetrate definesc fluxul de transmisie Φ_t și fluxul de reflexie Φ_r. Prin raportarea acestora la fluxul incident Φ_i rezultă factorul de transmisie $\tau = \Phi_t/\Phi_i$ și factorul de reflexie $\rho = \Phi_r/\Phi_i$.

Între factorii fotometrici ai unui material existînd relația :

$$\tau + \rho + \alpha = 1, \qquad (1)$$

rezultă că se poate determina și factorul de absorbție α.

Totodată la metoda clasică, separarea componentei perfect difuze de cea dirijată din fluxul transmis respectiv reflectat se realizează cu ajutorul diagramei Rousseau, avînd în vedere faptul că partea de flux perfect difuză este echivalentă ariei unui triunghi înscris în diagrama Rousseau (fig. 1).

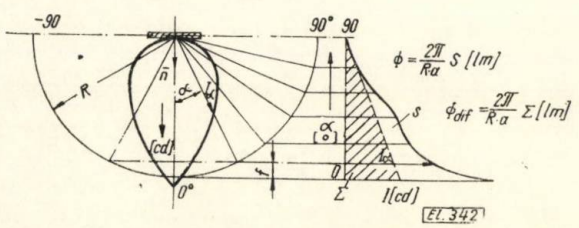


Fig. 1. Curba fotometrică și diagrama Rousseau în cazul unui material sub formă de placă :

R — raza cercului de referință, cm ; a — scara intensității luminoase a curbei fotometrice, cm/cd ; S — suprafața totală de sub curba Rousseau, cm², iar Σ — suprafața hașurată, aferentă fluxului perfect, difuz, cm².

* Ing. *O. Vatamanu* este asistent la facultatea de electrotehnică din Institutul politehnic — Timișoara.

Metoda propusă

Metoda clasică de determinare a fluxului luminos cu ajutorul planimetrării diagramei Rousseau are o precizie foarte scăzută în cazul curbelor fotometrice foarte alungite, pentru faptul că reprezentarea grafică a diagramei Rousseau este practic imposibilă de realizat. De asemenea, trebuie să ținem cont că, la curbele fotometrice alungite intensitatea luminoasă este mai mare în zona unghiurilor mici, de exemplu, $\alpha = 0° \ldots 10°$ decît cea din zona unghiurilor mari, de la $10° \ldots 90°$.

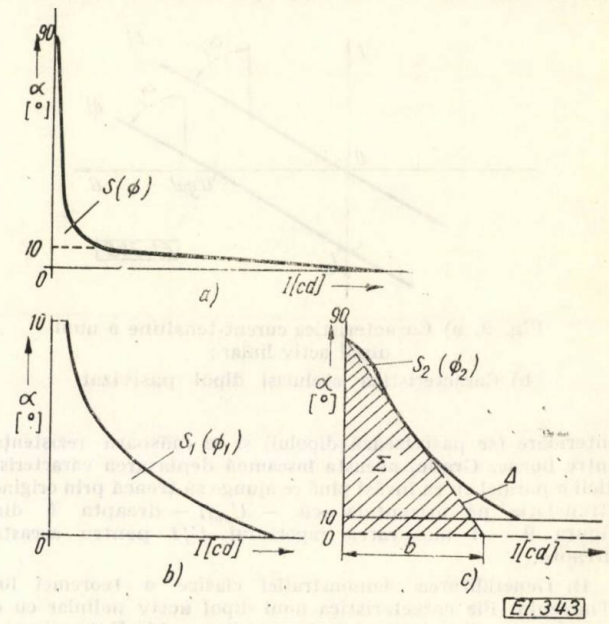


Fig. 2. Metoda divizării diagramei Rousseau :

a — diagrama Rousseau în cazul unei curbe fotometrice alungite, executată pentru valorile a și R ; b — prima zonă (0°...10°) a diagramei Rousseau realizată pentru valorile a_1 și R_1 ; c — zona a doua (10° ...90°) a diagramei Rousseau realizată pentru valorile a_1 și R_2.

Autorul propune o metodă de planimetrare, cu precizie corespunzătoare, a diagramelor Rousseau în cazul curbelor fotometrice alungite, pornindu-se de la ipoteza teoretică, că, fluxul total Φ rezultat din planimetrarea diagramei Rousseau, construită pentru un cerc de referință cu raza R și scara curbei fotometrice a, este echivalent valoric cu suma fluxurilor parțiale Φ_1 și Φ_2, transmise prin unghiurile solide corespunzătoare zonelor $0° \ldots 10°$ și respectiv $10° \ldots 90°$. Fluxurile Φ_1 și Φ_2 sînt proporționale cu ariile respective S_1 și S_2, construite pentru R_1, a_1 și respectiv R_2, a_2 astfel alese, încît ariile S_1 și S_2 să se planimetreze ușor și precis (fig. 2).

Metoda propusă constă deci în divizarea diagramei Rousseau în două zone, convenționale: prima, de la 0° la 10°, cu intensități luminoase mari; a doua, de la 10° la 90°, pentru intensități luminoase mici. În mod practic, la executarea corectă a reprezentărilor se va lua $R_1 \gg R_2$ pentru $a_2 \gg a_1$.

În cazul metodei propuse se poate efectua separarea componentei perfect difuze de cea dirijată din fluxul total, dacă la intervalul 10°... 90° (fig. 2, *c*) se adaugă și primul interval 0°... 10° raportat la aceleași valori R_2 și a_2. Prin trasarea unei drepte (Δ) care pleacă din punctul $\alpha = 90°$ și în același timp este tangentă la curba Rousseau, obținem la intersecția cu axa absciselor segmentul *b*. Aria haşurată $\Sigma = b \cdot R_2/2$ (cm²) la scara $2\pi/R_2 \cdot a_2$ (lm/cm²) exprimă valoric fluxul perfect difuz. Trebuie precizat că, punctul de tangentă este situat întotdeauna în zona a doua (10°... 90°).

Totodată transpunerea unghiului α din curba fotometrică în diagrama Rousseau, îndeosebi pentru cazul de față cînd se folosesc curbe fotometrice alungite, se poate realiza ușor calculînd săgeata *f* a arcului cu unghiul la centru 2α la un cerc cu rază *R* aleasă convenabil (fig. 1). Din tabele matematice [8] se găsește săgeata arcului corespunzător unghiului la centru 2α în cercul cu rază unitară. Pentru orice alt cerc de rază *R*, săgeata se calculează simplu cu relația:

$$f = f_{R=1} \cdot R, \qquad (2)$$

în care:

$f_{R=1}$ este săgeata corespunzătoare unui unghi la centru oarecare în cercul cu rază unitară; iar *R* — raza unui cerc oarecare.

Determinarea experimentală a curbelor fotometrice de transmisie și reflexie se realizează folosind dispozitivul din figura 3. Brațul 1 se

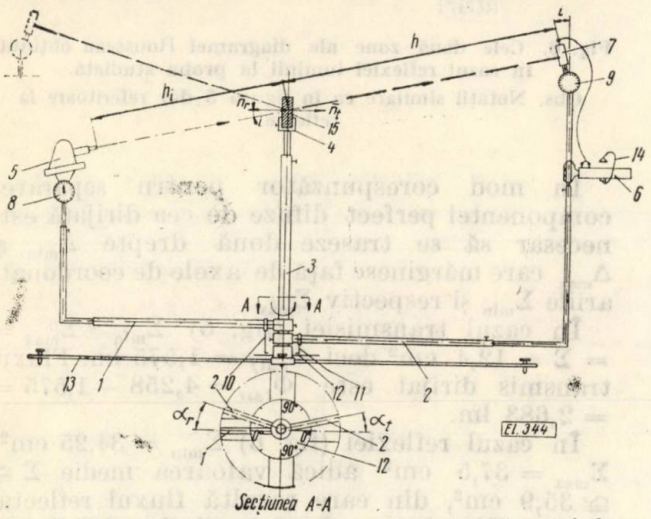


Fig. 3. Dispozitiv pentru ridicarea experimentală a curbelor fotometrice de transmisie și reflexie:

1 și *2* — brațe telescopice; *3* — axa de rotație; *4* — suportul probei de încercat; *5* — aparatul de iluminat; *6* — luxmetru; *7* — celula fotoelectrică *8*, *9* și *12* — discuri gradate; *10* și *11* — indicatoare de unghiuri de rotație în plan orizontal; *13* — suportul diapozitivului; *14* — sursa de lumină auxiliară; *15* — proba de studiat.

fixează rigid pe direcția normalei $\bar{n}_r$ la suprafața probei (indicatorul 10 se află la indicația $\alpha_r = 0°$ pe discul gradat 12). Sursa de lumină *5* se rotește în plan vertical la un unghi de incidență *i*. Celula fotoelectrică *7* se așază coaxial cu dispozitivul de iluminat, atunci cînd brațul *2* este dispus după normala $\bar{n}_t$ la suprafața probei (indicatorul *11* se află la indicația $\alpha_t = 0°$ pe discul gradat 12). Distanța *h* se alege în așa fel încît să se respecte legea iluminării.

Curba fotometrică de transmisie $I_t = f(\alpha_t)$ se determină prin măsurarea în prealabil a iluminării sub diferite unghiuri α_t cuprinse în intervalul $\pm 90°$, cu care se determină intensitatea transmisă:

$$I_t = E_t \cdot h^2, \qquad (3)$$

unde:

E_t reprezintă iluminarea normală la suprafața celulei fotoelectrice;

h — distanța între probă și celula de măsură.

Curba fotometrică de reflexie $I_r = f(\alpha_r)$ se obține dacă se rotește celula fotoelectrică în zona din stînga (reprezentarea punctată din figura 3), măsurînd iluminarea sub diferite unghiuri α_r, cuprinse în această zonă de la $\pm 90°$, după care se calculează intensitatea reflectată

$$I_r = E_r \cdot h^2, \qquad (4)$$

în care E_r este iluminarea normală la suprafața celulei fotoelectrice, determinată de fluxul de reflexie.

Cu toate că materialele pot fi considerate practic omogene, datorită unor imperfecțiuni ale instalației experimentale curbele fotometrice obținute nu sînt perfect simetrice. De aceea, fluxul transmis respectiv reflectat se calculează ca o valoare medie a fluxurilor rezultate pentru porțiunea din curba fotometrică de la 0° la + 90° și respectiv pentru cea ridicată de la 0° la −90°.

În vederea calculării factorilor fotometrici trebuie să se determine experimental și fluxul incident emis de aparatul de iluminat care este întrebuințat. Se face uz tot de aceeași metodă propusă de autor. În figura 4 se indică dispozitivul folosit pentru ridicarea experimentală a curbei fotometrice a aparatului de iluminat. Curba fotometrică se determină rotind aparatul de iluminat *1* în jurul axei $x-x$ la diferite unghiuri de rotație α reperate cu ajutorul discului gradat *2*. Celula fotoelectrică *3* se dispune la distanța $h = 1$ m, în care caz luxmetrul *4* indică direct valoarea intensității luminoase.

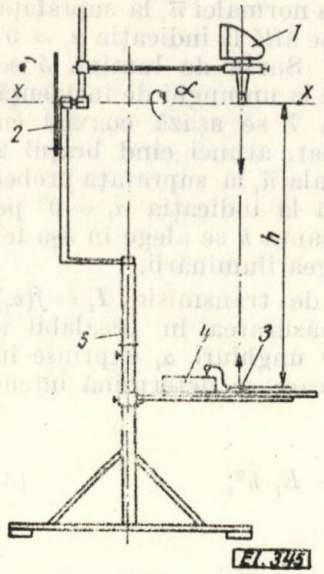


Fig. 4. Dispozitiv pentru determinarea experimentală a curbei fotometrice a aparatul de iluminat : *1* – aparatul de iluminat; *2* – disc gradat; *3* – celula fotoelectrică; *4* – luxmetru; *5* – ax telescopic.

Rezultate experimentale

Pentru ilustrarea metodei propuse se dă un exemplu de determinare a factorilor fotometrici pentru un material sub formă de placă din polimetacrilat de metil (stiplex), de grosime 3 mm, care se poate folosi în construcţia corpurilor de iluminat.

În figurile 5 şi 6 sînt redate, suprapus, cele două zone ale diagramelor Rousseau pentru transmisia şi respectiv reflexia probei, în cazul în care unghiul de incidenţă $i = 5°$. S-a luat pentru cazul transmisiei luminii : $R_1 = 1\,000$ cm ; $a_1 = 9{,}9$ cm/100 cd ; $R_2 = 10$ cm şi $a_2 = 9{,}9$ cm/2 cd, iar pentru cazul reflexiei luminii : $R_1 = 1\,000$ cm ; $a_1 = 9{,}9$ cm/10 cd ; $R_2 = 10$ cm şi $a_2 = 9{,}9$ cm/0,5 cd.

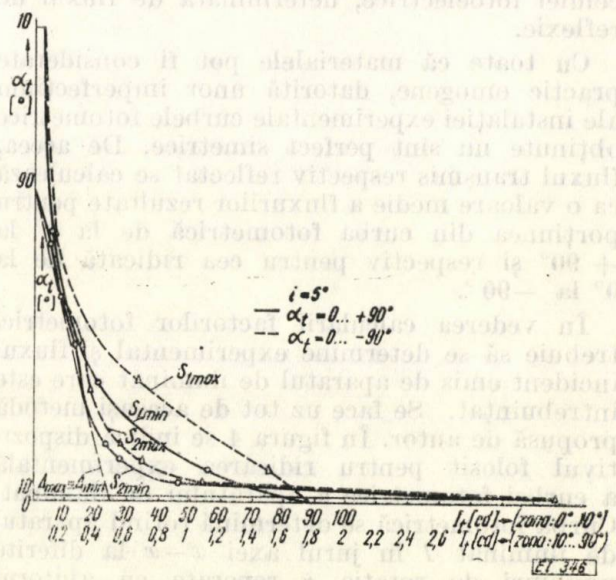


Fig. 5. Cele două zone ale diagramei Rousseau obţinute în cazul transmisiei luminii prin proba de studiat ;

$S_{1\,max}$ $S_{2\,max}$ – suprafeţe mărginite de curba Rousseau, deduse din curba fotometrică de transmisie pentru $\alpha_t = 0°...-90°$; $S_{1\,min}$, $S_{2\,min}$ – idem pentru $\alpha_t = 0°... + 90°$.

Datorită nesimetriei curbelor fotometrice obţinute pe cale experimentală, cele două zone ale diagramelor Rousseau se planimetrează pe ambele ramuri ale curbelor fotometrice, de, la 0° la + 90° şi respectiv de la 0° la — 90° aceasta făcîndu-se cu scopul de a mări precizia determinării fluxurilor luminoase. Astfel, pentru transmisia luminii găsim (fig. 5) : $S_{1\,max} = 34{,}27$ cm² ; $S_{1\,min} = 19{,}8$ cm² ; $S_{2\,max} = 25{,}1$ cm² şi $S_{2\,min} = 17{,}6$ cm². Cu ajutorul lui $S_{1\,max}$ şi $S_{2\,max}$ se determină $\Phi_{t\,max} = 4{,}690$ lm iar cu celelalte arii $\Phi_{t\,min} = 3{,}825$ lm. Valoarea medie a fluxului transmis rezultă $\Phi_t = 4{,}258$ lm.

Pentru studiul reflexiei luminii la proba analizată se procedează analog (fig. 6). În acest caz rezultă : $S_{1\,max} = 39{,}3$ cm² ; $S_{1\,min} = 23{,}5$ cm² ; $S_{2\,max} = 44{,}33$ cm² ; $S_{2\,min} = 37{,}9$ cm² cu care se obţine $\Phi_{r\,max} = 1{,}6575$ lm ; $\Phi_{r\,min} = 1{,}3522$ lm, adică valoarea medie de $\Phi_r = 1{,}505$ lm.

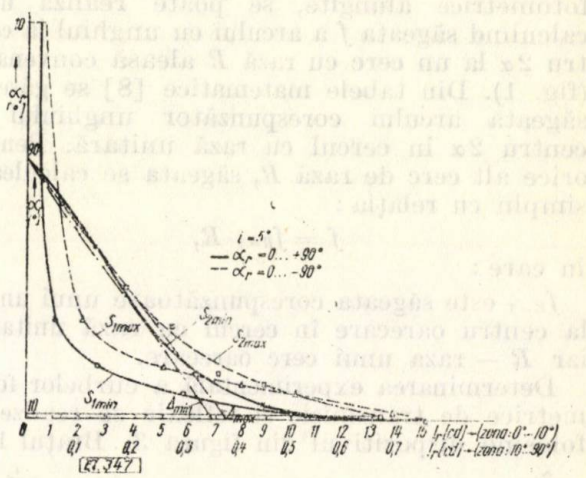


Fig. 6. Cele două zone ale diagramei Rousseau obţinute în cazul reflexiei luminii la proba studiată.
Obs. Notaţii similare ca în figura 5 dar referitoare la reflexie.

În mod corespunzător pentru separarea componentei perfect difuze de cea dirijată este necesar să se traseze două drepte Δ_{min} şi Δ_{max} care mărginesc faţă de axele de coordonate ariile Σ_{min} şi respectiv Σ_{max}.

În cazul transmisiei (fig. 5) $\Sigma_{min} \cong \Sigma_{max} = \Sigma = 12{,}4$ cm² deci $\Phi_{t\,dif} = 1{,}575$ lm. Fluxul transmis dirijat este $\Phi_{t\,dir} = 4{,}258 - 1{,}575 = 2{,}683$ lm.

În cazul reflexiei (fig. 6) $\Sigma_{min} = 34{,}25$ cm² ; $\Sigma_{max} = 37{,}5$ cm² adică valoarea medie $\Sigma \cong 35{,}9$ cm², din care rezultă fluxul reflectat perfect difuz $\Phi_{r\,dif} = 1{,}140$ lm şi fluxul reflectat dirijat $\Phi_{r\,dir} = 1{,}505 - 1{,}14 = 0{,}365$ lm.

Dispozitivul de iluminat folosit pentru ridicarea curbelor fotometrice a fost echipat cu o sursă de incandescenţă de 20 W pentru ten-

siunea nominală de 6 V. În cazul de față fluxul incident al aparatului de iluminat, determinat după metoda prezentată are valoarea $\Phi_i = 9{,}165$ lm.

Măsurarea iluminării s-a efectuat cu ajutorul unui luxmetru echipat cu un fotoelement tip S60—Dr. B. Lange Berlin. Pentru transmisie s-a luat : $h = 0{,}68$ m ; $h_i = 0{,}153$ m, iar pentru reflexie $h = 0{,}67$ m și $h_i = 0{,}153$ m.

Proba studiată are deci următorii factori fotometrici : $\tau = 46{,}5\%$; $\rho = 16{,}5\%$ și $\alpha = 37\%$ atunci cînd $i = 5°$.

La efectuarea măsurătorilor experimentale trebuie avute în vedere următoarele :

— să se utilizeze un dispozitiv de iluminat simetric cu fasciculul de lumină cît mai concentrat ;

— să se asigure coaxialitatea dintre dispozitivul de iluminat și celula fotoelectrică ;

— să se asigure pe cît este posibil punctiformitatea dispozitivului de iluminat față de probă și respectiv a probei, la rîndul său, față de celula fotoelectrică ;

— măsurătorile se fac în condițiile camerei fotometrice, la tensiune constantă pentru dispozitivul de iluminat ;

— precizia măsurătorilor cu ajutorul luxmetrului se asigură prin luarea în considerare a curbei de etalonare a celulei fotoelectrice ;

— citirea indicațiilor luxmetrului se efectuează cu ajutorul unei surse locale (14 din fig. 2), care nu perturbă măsurătorile.

Concluzii

Metoda propusă permite determinarea și studierea comparativă a însușirilor fotometrice ale materialelor care intră în construcția aparatelor de iluminat în vederea alegerii sistemelor optime de iluminat din punct de vedere al confortului vizual și al randamentului instalației de iluminat. Ea poate fi aplicată, de asemenea, la calculul fluxului luminos al proiectoarelor și altor aparate de iluminat similare ale căror curbe fotometrice sînt alungite. Desigur, ca orice metodă grafică are dezavantajul că reclamă o execuție atentă, îngrijită. Totuși, posibilitatea realizării celor două zone ale diagramei Rousseau la o scară convenabilă reprezintă un mare avantaj din punct de vedere al preciziei determinărilor.

Bibliografie

[1] *Sewig, R.* Handbuch der Lichttechnik, vol. 1. Berlin, J. Springer, 1938.
[2] *Jansen, J.*, Technique de l'eclairage vol. 1. Paris Dunod, 1956.
[3] *Hütte IV A* — Starkstromtechnik, Lichttechnik, Wilhelm Ernst u. Sohn, Berlin, 1957.
[4] *Gherșun, A. A.* Izbrannie trudi po fotometrii i svetotehnika, Moscova, Gozizd. Fiz. Mat. Lit., 1958.
[5] *Tihodeev, P. M.* Svetovie izmerenia v svetotehnike (Fotometria). Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1962.
[6] Sisteme actuale de măsurări în instalațiile de iluminat, București, I.D.T., 1962.
[7] *Dérbéré, M.*, Principes fondamentaux de la technique de l'éclairage, Paris, Dunod, 1965.
[8] Tabele și formule matematice, București, Editura Tehnică, 1954.

Intrat în redacție la 20.II.1969

RECENZII

CZ 621.316.5 :.621.382.3 : 681.32

L. F. Auen. **Comutatoarele fără contact și circuite de numărătoare cu tiristoare.** (Beskontaktnîie perekliuciatelii i peresciotnîie shemî na tiristorah). Leningrad. Edit. Energia, 1969.

În ciuda volumului ei redus, lucrarea lui Auen reușește pe parcursul a patru capitole să prezinte compact și la un nivel comprehensibil un material deosebit de util și actual, necesar în special inginerilor electricieni în proiectarea cotidiană a instalațiilor preconizate a fi realizate cu tiristoare.

Primul capitol al cărții este consacrat principiului de funcționare și discutării caracteristicilor tiristoarelor, precum și metodelor de comandă ale acestora. Este pe larg descris principiul de funcționare al diodelor-tiristor și al triodelor-tiristor, o atenție deosebită fiind acordată caracteristicilor dinamice ale acestora, precum și unor efecte specifice, cum ar fi autoaprinderea tiristoarelor și efectul cumulativ.

Din clasa tiristoarelor bioperaționale, care permit blocarea lor pe electrodul de comandă (poartă) au fost omise tiristoarele bioperaționale cu 4 electrozi (tetrodele-tiristor), care au o deosebită perspectivă în circuitele moderne grație măririi posibilităților logice de comandă ale acestora, vitezei lor mărite de comutație (sute, chiar zeci de ns) și unui coeficient de amplificare la stingere de ordinul a cîtorva mii, spre deosebire de tiristoarele bioperaționale obișnuite al căror coeficient de amplificare la stingere are valorile cuprinse între 10 și 20.

La sfîrșitul subcapitolului consacrat tiristoarelor bioperaționale este prezentat un tabel comparativ al caracteristicilor unor tipuri de „tiristoare bioperaționale" realizate de firmele Motorola, Texas Instruments și Westinghouse.

Un subcapitol aparte este rezervat noilor dispozitive semiconductoare cu 5 straturi : discurilor și triacurilor. Sînt prezentate unele performanțe ale triacurilor din seria VKDUS Un spațiu relativ amplu este acordat discutării regimului termic al tiristoarelor la comutare. Acest ultim subcapitol oferă o bază teoretică pentru alegerea unui regim corect de funcționare a tiristoarelor în instalațiile proiectate.

Cum adeseori tiristoarele lucrează cu sarcini rezistivo-inductive, acest regim de lucru este și el analizat în lucrare. Cel mai vast subcapitol este rezervat însă circuitelor de comandă ale tiristoarelor. Sînt perscurtate o serie de considerente și principii de proiectare ale etajelor finale de atac pentru comanda tiristoarelor concomitent cu analiza detaliată a circuitului de intrare al tiristorului. Primul capitol, care ocupă aproximativ jumătate din volumul lucrării, se încheie cu cîteva date privind influența radiațiilor asupra caracteristicilor tiristoarelor.

Următorul capitol se ocupă de circuitele pentru comutația semnalelor de curent alternativ și continuu. Primele 2 subcapitole tratează diverse aspecte ale comutării curentului alternativ de mare și mică putere. Apoi sînt analizate o serie de circuite clasice de contactoare de curent continuu, care pot fi găsite în oricare din lucrările consacrate tiristoarelor, apărute din anul 1961 pînă în prezent. În ultimul subcapitol sînt date cîteva exemple de calcul și proiectare a unor circuite discutate în cadrul acestui capitol.

Al treilea capitol este consacrat registrelor și numărătoarelor de impulsuri. O serie de circuite prezentate și-au găsit deja

în prezent o largă aplicabilitate, grație dispariției treptate a inconvenientului principal al tiristoarelor: limitarea frecvenței de lucru. Subcapitolul consacrat folosirii tiristoarelor, bioperaționale în aceste circuite are doar un scop ilustrativ, deoarece circuitele prezentate sînt prea complicate în comparație cu avantajele reale pe care le oferă. Calculul lor este însă riguros fundamentat, fapt ce permite abordarea într-o manieră similară a altor circuite, mai simple și mai de perspectivă, care sînt prezentate în multe alte lucrări.

Ultimul capitol este poate cel mai interesant dar și cel mai scurt. El tratează destul de simplu cîteva aspecte de bază privind folosirea triacurilor în circuite de comutare și poate fi considerat mai curînd ca o introducere în tehnica elementelor semiconductoare cu 5 straturi, decît ca o sursă reală pentru proiectarea în sine.

Cu toate lacunele sesizate, de fapt inerente unei lucrări restrînse ca aceea de față, cartea lui Auen poate fi de un real folos tuturor celor ce se interesează de principiile de bază ale tehnicii tiristoarelor. Pentru proiectarea, utilitatea ei se dezvăluie în cazul folosirii concomitente a altor lucrări, fundamentale, în domeniul tiristoarelor, cum ar fi de exemplu lucrarea intitulată „Semiconductor Controlled Rectifiers" de Gentry, Gutzweiller, Holonyak, von Zastrow (Prentice Hall, 1964).

Ing. *A. Silard*

CZ 621.319.2(022)

Renne V. T. **Condensatoare electrice.** (Elektriceskiie kondensatori). Leningrad, Editura Energhia 1969, 592 pag. ediția III.

Acum 40 de ani, cînd autorul lucrării de față s-a găsit pentru prima dată față în față cu problemele specifice condensatoarelor electrice, în literatura de specialitate exista o singură carte de proporții mai vaste, competentă și cu listă bibliografică completă, „la zi", semnată de cunoscutul specialist englez Philip Ray Coursey. De atunci, tehnologia și implicit producția condensatoarelor electrice a făcut un gigantic salt calitativ înainte, fapt secondat pe planul publicațiilor prin apariția unor lucrări de proporții, documentate și deosebit de competente în domeniul acesta. Cele aproape 600 de pagini ale lucrării de față, în care au fost înglobate atît date despre proprietățile generale ale condensatoarelor electrice sau date despre construcția, proiectarea, tehnologia și caracteristicile tipurilor principale de condensatoare moderne, cît și metodele principale de calcul ale condensatoarelor alături de o prezentare sistematică și judicioasă a materialelor care se folosesc în prezent pentru fabricarea tuturor tipurilor de condensatoare atît fixe cît și variabile, reprezintă la ora actuală una dintre contribuțiile recente cele mai remarcabile și competente în domeniul menționat în titlul lucrării. Calitățile incontestabile ale cărții, care apar și mai pregnant în cazul folosirii ei quasi-cotidiene permit recomandarea ei unui cerc larg de cititori (ingineri electricieni sau electroniști, fizicieni, studenți din ultimii ani ai facultăților de electrotehnică și electronică etc.), alături de sugestia pe care și-o însușește recenzentul de a propune traducerea ei în limba română.

Scurta introducere care precede cele 15 capitole ale cărții este consacrată definirii terminologiei folosite în tehnica condensatoarelor, a simbolicii caracteristice circuitelor care folosesc condensatoare, precum și unor date istorice privind apariția și dezvoltarea tehnicii condensatoarelor și clasificării acestora. Autorul lărgește sfera noțiunii de „condensator", care în accepțiunea modernă a cuvîntului include și condensatoarele care folosesc ca dielectric joncțiunea *pn* a unui semiconductor.

Primele nouă capitole ale cărții, care constituie împreună prima din cele 3 părți ale lucrării este cea mai vastă, fiind consacrată discutării proprietăților generale și bazelor de proiectare a condensatoarelor de capacitate fizică. Ca întregul material al cărții, fiecare capitol este tratat minuțios și multilateral, competent, dar la un nivel comprehensibil și are o ținută științifică elevată. Se remarcă în mod deosebit subcapitolul 40 din capitolul 6 „Evaluarea fiabilității condensatoarelor" și subcapitolul 50 din capitolul 8 „Condensatorul în regim termic nestaționar".

Partea a II-a a lucrării, care înglobează un număr de 4 capitole este consacrată analizei „Datelor principale despre condensatoarele de capacitate fixă". Sînt abordate sub toate aspectele problemele condensatoarelor cu dielectric gazos și lichid (capit. 10), condensatoarelor cu dielectric neorganic solid (capit. 11), condensatoarelor cu dielectric organic solid (capit. 12), precum și cele ale condensatoarelor dielectrice (capit. 13).

Ultima parte a cărții, care cuprinde 2 capitole se ocupă de condensatoare cu capacitate variabilă pe cale mecanică (capit. 14) și de cele cu capacitate variabilă pe cale electrică. Acest ultim capitol, deși foarte scurt este deosebit de interesant, datorită materialului în parte inedit, oferit de autor. Astfel, sînt discutate condensatoarele segnetoelectrice și condensatoarele semiconductoare.

Lucrarea cuprinde o listă bibliografică impresionantă, atașată la sfîrșitul lucrării și repartizată pe capitole. O bună parte a lucrărilor citate sînt relativ recente (anii 1966—68), fapt ce fără îndoială conferă lucrării o notă de actualitate. Dat fiind caracterul quasi-exhaustiv al lucrării lui Renne, chiar și în cazul folosirii ei cotidiene, titlurile bibliografice citate de autor pot constitui premisele pentru investigații și cercetări ulterioare vizînd unele domenii ale condensatoarelor electrice, mai puțin studiate pînă în prezent din punct de vedere al cercetării fundamentale.

Folosirea curentă în lucrare a sistemului SI de unități de măsură, precum și amintirea recomandărilor CEI (cap. 6, subcap. 41), facilitează familiarizarea cititorului cu aceste chestiuni de bază, care treptat trebuie să devină de rutină.

Andrei Silard.

REFERATE

CZ 621 313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.32.072.2.001.24

Kabriel, B. J. și Evans, F. J. **Formule simple pentru determinarea amplificării unui regulator de tensiune pentru cea mai bună stabilitate a mașinii sincrone.** (Simple formulas for voltage-regulator gains for best alternator stability). In: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 11, 1969, p. 1907—1914, 13 fig. ref. bibl.

Stabilitatea în funcționare a mașinilor sincrone poate fi îmbunătățită prin utilizarea de regulatoare de tensiune ultrarapide, regulatoare ce conduc la bune performanțe atît în regim staționar, cît și tranzitoriu.

Autorii prezintă o generalizare a metodei lui Mitrovic pentru determinarea stabilității unui generator sincron a cărui funcție de transfer poate fi pusă sub forma $\frac{\Delta e_f}{\Delta V} = \frac{K + K'_p}{1 + p\tau}$ unde K este factorul de amplificare, K' — factorul de amplificare al derivatei, iar τ — constanta de timp. Relațiile au fost aplicate la unități de 350 MW, echipate cu astfel de regulatoare și rezultatele au fost verificate în detaliu pe un calculator numeric. Calculele au fost făcute pentru un unghi intern de 90°, dictat atît de condiții de simplitate, cît și de interesul deosebit asupra stabilității în domeniile învecinate.

Verificări experimentale au fost făcute pe un model al instalației, rezultatele obținute fiind comparabile cu cele predeterminate. Modelul matematic utilizat este relativ simplificat (o singură mașină cu poli înecați), iar funcția de transfer utilizată — relativ simplă. Pentru probleme mai complicate, funcționarea în paralel a mai multor mașini, regulatoare cu funcții de transfer de alt tip etc. metoda directă nu dă rezultate. Autorii însă ne asigură că ea poate fi în principiu modificată și extinsă și pentru toate cazurile reale.

R.M.

CZ 621.313.333

Arhiereev, I. P. **Cu privire la factorul de putere al schemelor de reglare a sarcinii în curent alternativ cu ajutorul tiristoarelor legate în antiparalel.** (O koeffiţiente moşcinostii shem regulirovaniia nagruzki peremennovo toka vstrecineparallelno soedinionnîmii tiristoramii). In : Elektromehanika, nr. 12, 1969, p. 1354—1359, 8 fig. 5 ref. bibl.

Conectarea în serie cu sarcina plasată în curent alternativ a două tiristoare legate în antiparalel permite, pe baza variaţiei simetrice a unghiului lor de comandă, să se regleze tensiunea în sarcină de la zero la valoarea ei nominală. Această metodă, larg răspîndită în prezent, are ca inconvenient principal micşorarea pronunţată a factorului de putere al schemei în cazul micşorării tensiunii de ieşire. Studiul complex şi multilateral al acestei probleme îi este consacrat articolul de faţă.

Studiul teoretic al problemei, precum şi investigaţiile experimentale efectuate au arătat că factorul de putere în cazul reglării tensiunii şi curentului cu ajutorul tiristoarelor conectate în antiparalel şi legate în serie cu o sarcină monofazică rezistivă depinde liniar de valoarea eficace a tensiunii de ieşire şi nu depinde practic de felul în care se face comanda tiristoarelor. În cazul menţionat, factorul de putere poate fi simţitor mărit prin folosirea unor scheme complicate cu secţionarea înfăşurării primare (sau secundare) a transformatorului sau a rezistenţei de sarcină, care asigură transformarea în formă de treaptă a undei curentului reţelei.

Au fost examinate mai multe variante de scheme care permit creşterea factorului de putere. În toate aceste scheme factorul de putere depinde în acelaşi mod de valoarea curentului de reţea. În acelaşi timp, dependenţa funcţională a factorului de putere de puterea în sarcină diferă de la o schemă la alta.

În cazul secţionării sarcinii, autorii recomandă acordarea priorităţii schemei cu conectarea în paralel a treptelor reglabile şi nereglabile Dacă însă se acordă preferinţa vreunei scheme în care are loc secţionarea înfăşurării transformatorului, autorii recomandă schemele cu secţionarea înfăşurării.

Multitudinea graficelor şi datelor experimentale prezentate în lucrare confirmă o serie de premise teoretice care au stat la baza investigaţiilor efectuate.

A. S.

CZ 621.314.5 *Transformarea curentului alternativ în curent continuu şi viceversa*

CZ 621.314.5.522.016.352

Humpage, W. O., Durrani, K. E. şi Carvalho, V. F. **Analiza răspunsurilor dinamice a grupurilor de generatoare sincrone — maşini asincrone interconectate** (Dynamic — response analysis of interconnected synchronous machine groups). In : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 12, 1969, p. 2015—2027, 15 fig., 10 ref. bibl.

Autorii prezintă un studiu teoretic şi experimental al comportării dinamice a unui grup de maşini asincrone, motoarele de inducţie auxiliare ale unei centrale, alimentate de la o altă centrală printr-o linie de 66 kV.

Pe baza sistemului referenţial rotitor Kron, sînt scrise ecuaţiile motoarelor, sistemului şi generatoarelor sincrone şi utilizînd un calculator digital sînt predeterminate regimurile tranzitorii pentru diverse avarii ce pot apare în exploatare. Sarcina, 23 motoare sincrone, este prinsă sub forma unei matrici generale. Generatoarele sincrone sînt luate în consideraţie atît prin parametrii proprii, cît şi prin parametrii sistemelor de comandă a excitaţiei şi a turbinelor de antrenare. Sînt prezentate rezultatele teoretice pentru diverse avarii tipice pe linia de transport, rezultate care concordă satisfăcător cu cele obţinute experimental.

Caracteristicile obţinute sînt deosebit de interesante pentru practica industrială, acolo unde avem consumatori concentraţi de tipul maşinii de inducţie (combinate chimice, laminoare etc.), în care caz diversele avarii în reţea pot produce chiar după recuplarea alimentării efecte neplăcute, pendulări, ieşiri din sincronism etc.

R. M.

CZ 621.317.784 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.784

Blouet, J. **„Principiile generale de etalonare a wattmetrelor la frecvenţe foarte înalte"** (Principes généraux d'étalonnage des wattmètres aux très hautes fréquences) In : Revue Générale de l'Électricité tom. **78**, nr. 11, 1969, p. 1025—1042, 20 fig. şi o anexă.

După prezentarea succintă a principiilor generale a transmiterii energiei pe o linie care are conectată la o extremitate un ghid de undă, autorul defineşte parametrii caracteristici ai unui wattmetru care poate funcţiona în instalaţii de foarte înaltă frecvenţă. Se studiază totodată influenţa diverselor elemente a montajului de măsură asupra comparării unui wattmetru necunoscut cu un etalon în două configuraţii de montaj mai frecvent utilizate în asemenea măsurători şi etalonări.

Intenţia autorului constă în stabilirea unui document de referinţă pentru laboratoarele care urmăresc etalonarea unui wattmetru ce va funcţiona într-o instalaţie de înaltă frecvenţă.

Se prezintă schemele de măsură şi schemele de principiu ale wattmetrelor folosite în cadrul experienţelor efectuate.

Rezultatele experimentale se dau sub forma unor diagrame semnificate şi adecvate folosirii practice. În anexă se prezintă o serie de consideraţii teoretice care îmbracă sub aspect matematic conceptele fizice ale problemelor expuse în articol.

A. C.

CZ 621.38 *Dispozitive electronice*

CZ 621.382

Kuzneţov, V. M. şi alţii. **Efectul Gunn şi aplicaţiile sale.** (Effekt Ganna i evo primenia). In : Radioelektronika XII, 1969, nr. 4, p. 319—343, 17 fig. 88 ref. bibl.

Din anul 1963, cînd a apărut prima comunicare cu privire la descoperirea de către Gunn a fenomenului de oscilaţii periodice ale curentului în exemplarele omogene de GaAs şi InP cărora li se aplică o tensiune continuă, în literatura de specialitate au apărut o mulţime de lucrări care atestau interesul deosebit suscitat în cercurile componente faţă de aplicaţiile concrete ale acestui fenomen în electronică, automatică şi electrotehnică. Lucrarea de faţă, fără a pretinde la o tratare exhaustivă a subiectului, este o încercare reuşită de a prezenta „la zi" ultimele realizări în domeniul teoriei şi aplicaţiilor dispozitivelor bazate pe efectul Gunn, pe baza datelor conţinute în literatura de specialitate.

Autorii au efectuat o trecere în revistă a lucrărilor publicate, consacrate proceselor fizice, tehnologiei şi aplicaţiilor dispozitivelor, bazate pe folosirea efectului Gunn. Sînt detaliat examinate teoriile privind procesele de apariţie şi mişcare a domeniilor cîmpului în semiconductoare, metodele de măsură a oscilaţiilor, metodele de proiectare a generatoarelor Gunn, precum şi parametrii tipici ai acestora. Concomitent cu descrierea multiplelor aplicaţii pe care le-a găsit pînă în prezent efectul menţionat, dintre care cel mai important este aplicaţia lui directă în crearea generatoarelor cu frecvenţe de ordinul GHz cu o stabilitate excepţională a acesteia, autorii au schiţat şi alte aplicaţii posibile ale efectului Gunn, mai ales în calculatoare.

Multitudinea de titluri bibliografice menţionate, majoritatea de dată recentă, permit aprofundarea de către cititor a oricăruia dintre domeniile concrete de aplicaţie a efectului Gunn, constituind totodată o premisă pentru investigaţii fundamentale ulterioare independente.

A. S.

ANIVERSĂRI

Editura tehnică la a 20-a aniversare

Înființarea în anul 1950 a Editurii tehnice, în cadrul ansamblului de măsuri adoptate de partid și guvern pentru înfăptuirea revoluției culturale, a corespuns necesităților crescînde de carte tehnică, atît ale cadrelor, de specialiști existenți atunci, cît și — în special — ale cadrelor, incomparabil mai numeroase, care trebuiau pregătite pentru realizarea uriașei opere de industrializare a țării.

Alături de alte edituri cu profil asemănător, Editura tehnică a adus o contribuție importantă la ridicarea nivelului de pregătire a lucrărilor din industrie, la informarea și la documentarea permanentă a specialiștilor din toate domeniile tehnicii și științei. Oglindind politica leninistă de industrializare a țării noastre, producția de carte tehnică a pus un accent deosebit pe editarea lucrărilor necesare domeniilor de bază ale industriei. În acest cadru, s-a acordat și se acordă electrotehnicii unul dintre locurile cele mai importante, lucrările din acest domeniu ocupînd, împreună cu cele din domeniul energeticii, circa 10% din volumul producției Editurii tehnice. Un număr important dintre lucrările apărute au contribuit la realizarea sarcinilor prevăzute în planurile economice privind dezvoltarea industriei de materiale electrotehnice, mașini, aparate și alte echipamente electrice.

Ținînd seama de cerința primordială, ca literatura tehnică să corespundă necesităților specifice ale țării noastre, Editura tehnică a dus în mod constant o politică de promovare a literaturii originale. În elaborarea lucrărilor au fost atrași atît autori din București, cît și specialiști din marile centre industriale și culturale ale țării (Brașov, Cluj, Iași, Timișoara etc.).

Multe dintre cărțile originale editate în această perioadă au devenit lucrări de bază în domeniile respective, ca „Bazele teoretice ale electrotehnicii" de C. Budeanu ș.a., „Mașini electrice" de I.S. Gheorghiu, „Calculul matricial și tensorial în electrotehnică" de I.S. Antoniu, „Acționări electrice" de M. Brașovan ș.a., „Mașini electrice de mică putere" de F. Lăzăroiu, „Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ" de V. Nedelcu etc. Același rol l-au îndeplinit o serie de traduceri ale unor valoroase lucrări din literatura tehnică străină, printre care: „Bazele teoretice ale electrotehnicii" de L.R. Neiman și P.L. Kalantarov, „Proiectarea mașinilor electrice" de I.M. Postnikov, „Aparate electrice" de M.A. Babikov, „Mașini electrice" de R. Richter, „Transformatoare electrice" de E. Jezierski ș.a.

Pentru a corespunde cît mai deplin activităților variate și complexe pe care cadrele de specialitate le desfășoară în procesul de producție, au fost editate cărți proprii, axate pe genul de probleme specifice activităților respective. Astfel, în afara lucrărilor menționate, scrise la nivel superior și adresate în principal specialiștilor din cercetare și din proiectare, au fost editate numeroase lucrări de nivel mediu, unele în mai multe ediții, printre care „Cartea bobinatorului de mașini electrice" de C. Bălă ș.a., „Exploatarea și repararea acumulatoarelor" de Gh. Claudescu etc. Printre numeroasele lucrări de nivel elementar apărute în acest interval, menționăm pe cele încadrate în „Colecția electricianului", care s-au bucurat de aprecierile publicului.

Pentru documentarea rapidă a cititorilor au fost editate lucrări monografice, îndreptare și memoratoare, printre care: „Manualul inginerului electrician" „Îndreptar electrotehnic", „Agenda electricianului" etc. În vederea unei mai bune organizări tematice a producției editoriale și a îmbunătățirii prezentării grafice a acesteia, numeroase lucrări au fost grupate în ultimii ani în serii, printre care „Acționări electrice", „Mașini electrice", „Aparate electrice", „Electroenergetică" „Îndreptare".

Valoarea conținutului științific și tehnic al lucrărilor apărute este confirmată de faptul că unele dintre acestea au fost distinse cu premii sau au fost traduse în limbi străine.

În orientarea activității sale tematice în domeniul electrotehnicii, Editura tehnică a primit un sprijin eficient din partea specialiștilor, a cititorilor și a forurilor interesate, care prin observațiile și sugestiile lor au contribuit la apariția lucrărilor celor mai necesare în diferite perioade. De asemenea, ne-au fost de un real ajutor recenziile publicate de revista „Electrotehnica", atît prin analizele efectuate asupra lucrărilor apărute, cît și prin evidențierea calităților unor lucrări valoroase din literatura tehnică străină.

Desigur că nu au putut fi editate în toate domeniile electrotehnicii toate lucrările pe care cititorii ar fi dorit să le vadă apărute, atît din cauza dificultăților întîmpinate în realizarea acestora, cît — mai ales — datorită problemelor economice determinate de numărul redus de cititori previzibili pentru unele teme de strictă specialitate. O parte dintre aceste lipsuri vor fi desigur acoperite prin cărțile prevăzute în planurile noastre de apariții pe anii următori. Printre lucrările originale prevăzute în domeniul electrotehnicii, menționăm: „Bazele calculului acționărilor electrice" de N. Boțan, „Aparate electrice de înaltă tensiune" de Gh. Hortopan ș.a., „Funcționarea mașinilor electrice uzuale" de A. Fransua ș.a., „Măsurarea tensiunilor înalte" de V. Petrescu ș.a. În acest domeniu sînt prevăzute de asemenea, printre altele, traducerile „Memoratorul inginerului electrician", „Transformatoare de măsură" de J. Kopecek, „Mecanismele aparatelor electrice de conectare" de I. Maksymiuk, „Bazele teoretice ale electrotehnicii" de K. Simonyi, „Încercările mașinilor electrice" de G.K. Jerve etc.

Pe lîngă acestea, este prevăzută apariția unui important număr de lucrări de nivel mediu și elementar, care împreună cu cele menționate vor contribui în tot mai mare măsură la îndeplinirea principalului rol funcțional al Editurii tehnice, acela de a pune la dispoziția muncitorilor, tehnicienilor și inginerilor literatura tehnică de care aceștia au nevoie pentru rezolvarea în cît mai bune condiții a problemelor complexe cărora trebuie să le găsească soluționarea, în vasta operă de continuă dezvoltare a industriei în țara noastră.

Ing. *M. Croitoru*

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. și tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Șt. Grosu; prof. dr. G. Hortopan; — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristina Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Răduleț; ing. R. Vlădoianu.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor șef: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru pe virament 40 060 300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5372. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

CONTENTS

DC 621.315.1.015.34 : 621.

Wagner, E. : **Contributions to the calculus of overvoltages by connecting the transmission lines to a finite short-circuit power system**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 193–199

The influence is studied of the finite short-circuit power source to which a transport line is connected on the development of the transient phenomenon and on the overvoltage peaks. It is pointed out that the overvoltages are higher than where the line from an infinite source is put under tension, being able to reach 2.43 U_0 in the short lines. The influence of the connecting moment is studied and the most disadvantageous connecting angle is determined.

DC 621.317.382.064.3 : 621.3.012.8

Sasu, M. : **The analysis of the influence of the different parameters of a synthetic test scheme on the form of the restoring voltage**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 199–208

The paper presents the tests carried out by the author by means of an analogical computer on a mixed scheme of synthetic test, in order to determine the influence of the different parameters of the synthetic scheme on the peak value and of the initial increase speed of the transient restoring voltage and, in general, on the working regime of the mixed scheme after disconnection. The mathematical models, the modelling schems and the results obtained by means of the computer are given in diagrammatic form.

DC 621.316.849.001.24

Suciu, I. : **The calculus of the main parameters of rheostats with networks from resistor elements from thin curved plates**

Elctrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 208–215

The study and calculus are presented of a new type of high-performance rheostat consisting of a network system composed of resistor elements from curved thin plates. On the basis of the study of the thermal stress of the resistor element in the conditions of the forced cooling of networks with curved cylindrical profiles, one demonstrates the calculus relations for the main parameters intervening in rheostat designing.

The contribution of this paper to the designing of these types of rheostats is illustrated by the development of the premises of the classical theory of thermal stresses, the formulas being also determined in the hypothesis that the losses developed in the active masses and the thermic transistivity by convection varies linearly with temperature.

DC 621.316.923.9 : 628.972. : 625.2

Barbu, I. and *Dumitrescu, Gh.* : **The protection of the electric network on the Romanian Railways carriages**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 216–221

The most sensitive element of the electric network consists of a rectifier with silicium valve. Its protection and particularly that of the rectifier is achieved with special ultrarapid fuses. The calculus, construction and technology of this type of fuse are presented. The developed original thermic calculus allowed the analytical determination of the heating on the basis of the heat transmission coefficients deduced for this type of fuse.

The performances of the fuses built in Romania are similar to the previously used foreign fuses.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.372.4.012.8

Miron, C. : **Concerning the therminal equivalence of the electric dipoles**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 221–225

DC 535.245.1 : 621.326

Vatamanu, O. : **Contributions to the utilization of the Rousseau diagram in the case of elongated photometric curves in view of determining the photometric factors**

Electrotehnica **18**, nr. 6, iun 1970, p. 226–229

REVIEWS 229–230

REPORTS 230–231

CHRONICLE 232

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.015.51 : 001.5

Böhme, H. **Străpungerea unor căi de descărcare neomogenă în aer şi coloane reziduale de arc voltaic în funcţie de acţiunile unor sarcini spaţiale**: In : Elektrie **23**, nr. 11, 1969, p. 460—462, 2 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.3.015.51 : 621.319.51

Feser, K. şi *Kratzenstein, M. G.* **Condiţiile de străpungere între bare, în uleiul izolant la tensiuni mixte.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **90**, nr. 24, 1969, p. 623—628, 12 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.3.015.51.001.5 : 621.315.618.2

Sahn, H. **Influenţa temperaturii asupra tensiunii de străpungere a unei căi de descărcare neomogene în aer.** In Elektrie, **23**, nr. 11, 1969, p. 457—459, 6 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313. MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.333.2 : 621.313.17

Victorri, M. **Motoarele liniare de inducţie.** In : Elektrotechn. Z. (ETZ-B) **21**, nr. 23, 14 nov 1969, p. 535—540, 15 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.017.71.001.24

Maione, B. **Calculul încălzirii la demaraj a înfăşurărilor în colivie.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A), **90**, nr. 24, p. 638—641, 3 fig., 3 tabl. 11 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. COMUTATRICE. REDRESOARE.

CZ 621.314.5

* * * **Alimentarea reţelelor de bord de la generatoare cu turaţie variabilă.** In : Elektrie, **24**, nr. 1, 1970, p. 13—15, 9 fig.

CZ 621.314.58 : 621.382.233—713

Keller, E. şi *Quissek, M.* **Tiribloeul o nouă construcţie a convertizoarelor cu tiristoare răcite cu un lichid.** In : Revue Brown Boveri, **56**, nr. 10, 1969, p. 502—509, 3 fig., 1 tab., 9, ref. bibl.

CZ 621.314.6.027.6/7 : 621.396.61

Dick, M. **Redresoare de înaltă tensiune pentru emiţători mari.** In : Revue Brown Boveri, **56**, nr. 10, 1969, p. 510—519, 9 fig.

CZ 621.314.63 : 621.3.062.2

Mauersberger, Chr. **Probleme la conectarea în serie a tiristoarelor şi dispunerea elementelor pentru divizarea uniformă a tensiunii.** In : Elektrie **24**, nr. 2, 1970, p. 53—55, 5 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.615.2.011.2

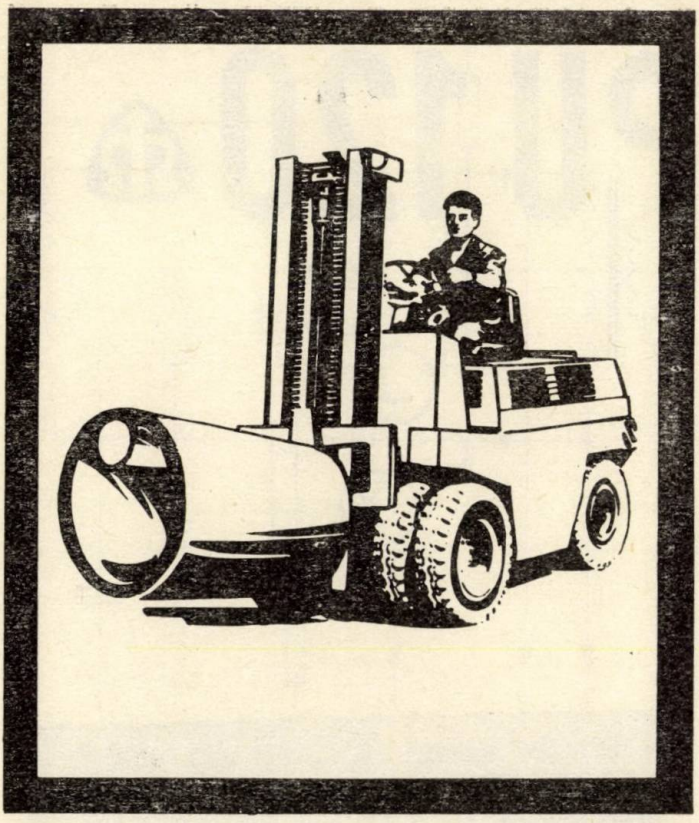
Gänger, B. şi *Maier, G.* **Comportarea uleiului izolant la rezistivitate într-un cîmp electric continuu.** In : Revue Brown Boveri **56**, nr. 10, 1969, p. 525—532, 6 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.315.616+669.14.018.588

Dietrich, H. **Îmbătrînirea magneţilor permanenţi AlNiCo cu liant sintetic.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **90**, nr. 22, 24 oct 1969, p. 569—572, 8 fig., 1 tabl., 14 ref. bibl.

CZ 621.315.687 : 621.314.2

Issel, G. şi *Rockotroh, G.* **Conexiunea cu cabluri la transformatoarele de putere pînă la seria 110** In : Elektrie **23**, nr. 11, 1969, p. 470—474, 8 fig., 2 tabl., 20 ref. bibl.



Balkancar — producător vedetă

Calitate superioară, varietăţi multiple, clientelă numeroasă!

CĂRUCIOARELE TERMICE

elevatoare universale cu putere de ridicare mare,
cu platformă sau basculante
conform alegerii dvs., cu motor Diesel sau motor cu benzină

permit realizarea unor importante economii în cheltuielile de manipulare, datorită mecanizării operaţiilor de transport şi de stocaj a încărcăturilor.

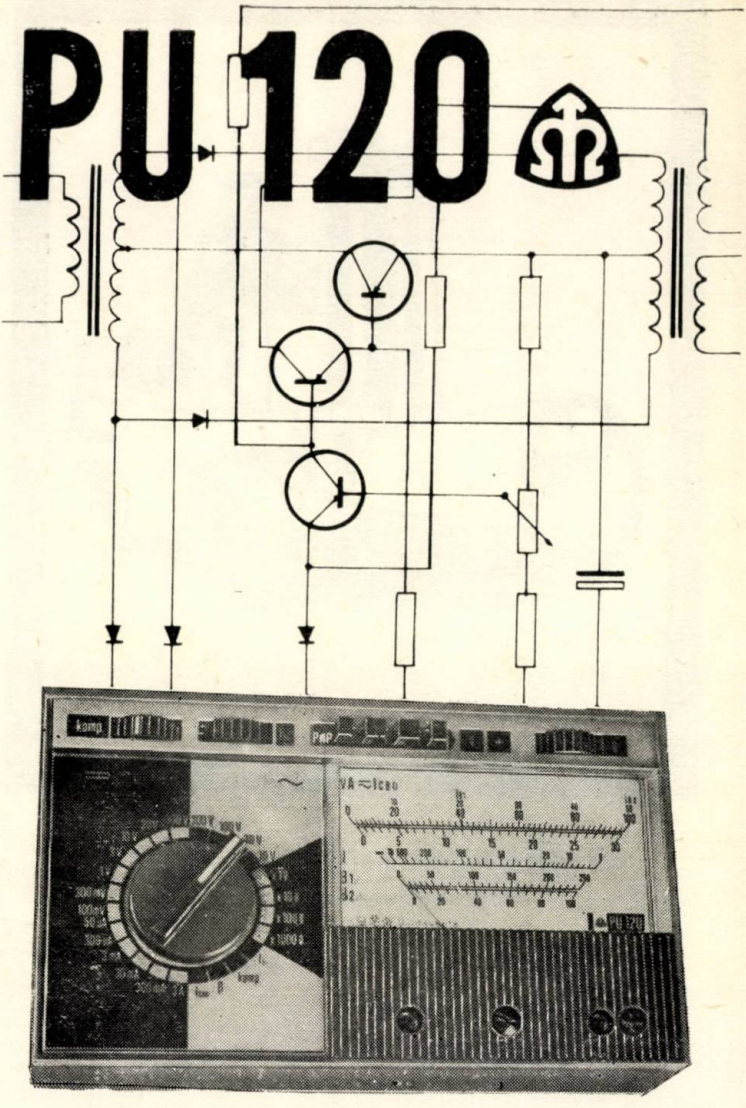
Dotate cu o gamă largă de dispozitive interschimbabile aceste cărucioare se pretează la manipularea celor mai variate încărcături.

SERVICIU ŞI PIESE DE SCHIMB GARANTATE

Pentru orice informaţii sau cerere de ofertă binevoiţi a vă adresa la:
BALKANCARIMPEX, Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia,
56, str. Alabine
Telex: 386
Telegrame: Balkancarimpex — Export Sofia

balkancar

PU 120



Aparat de măsură universal
PU 120

Este destinat măsurării tensiunii şi curenţilor în c.c. şi c.a., cît şi rezistenţelor. Este conceput în special pentru uzul inginerilor radio, radioamatorilor şi inginerilor care repară TV, datorită greutăţii şi dimensiunilor sale reduse şi utilizării simple.
Domeniile de măsură se comută cu ajutorul unui selector; polaritatea poate fi inversată cu ajutorul unui selector cu transistori fără deconectarea conductoarelor.
Precizia 2,5 %.

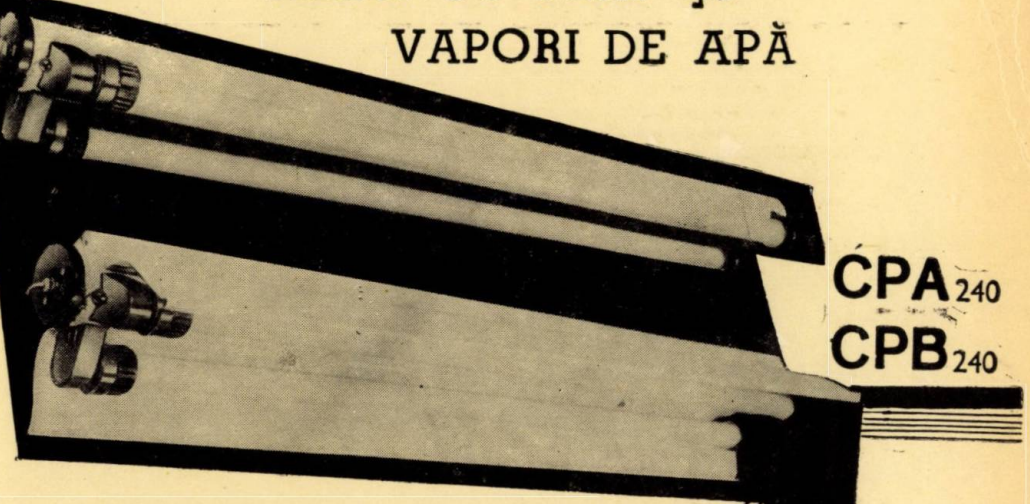
Domenii de măsură

Tensiuni c.c. : 100 mV—300V, 7 domenii
Curenţi c.c. : 50 μA — 3A, 6 domenii
Tensiuni c.a. : 10V—300V, 4 domenii
Rezistenţe : 0—1MΩ, 4 domenii
Transistoare : PNP, NPN—pînă la 150 mW disipaţie la colector
$\beta/100$, $250/I_{CBO}/50\,\mu A/$
Alimentare : 3 baterii uscate de 1,5 V fiecare
Dimensiuni : 150×90×35 mm
Greutate : 0,35 kg.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

ÎN HALELE INDUSTRIALE,
ÎN SĂLILE DE SPORT SAU ÎN
MEDII CU PRAF ŞI
VAPORI DE APĂ

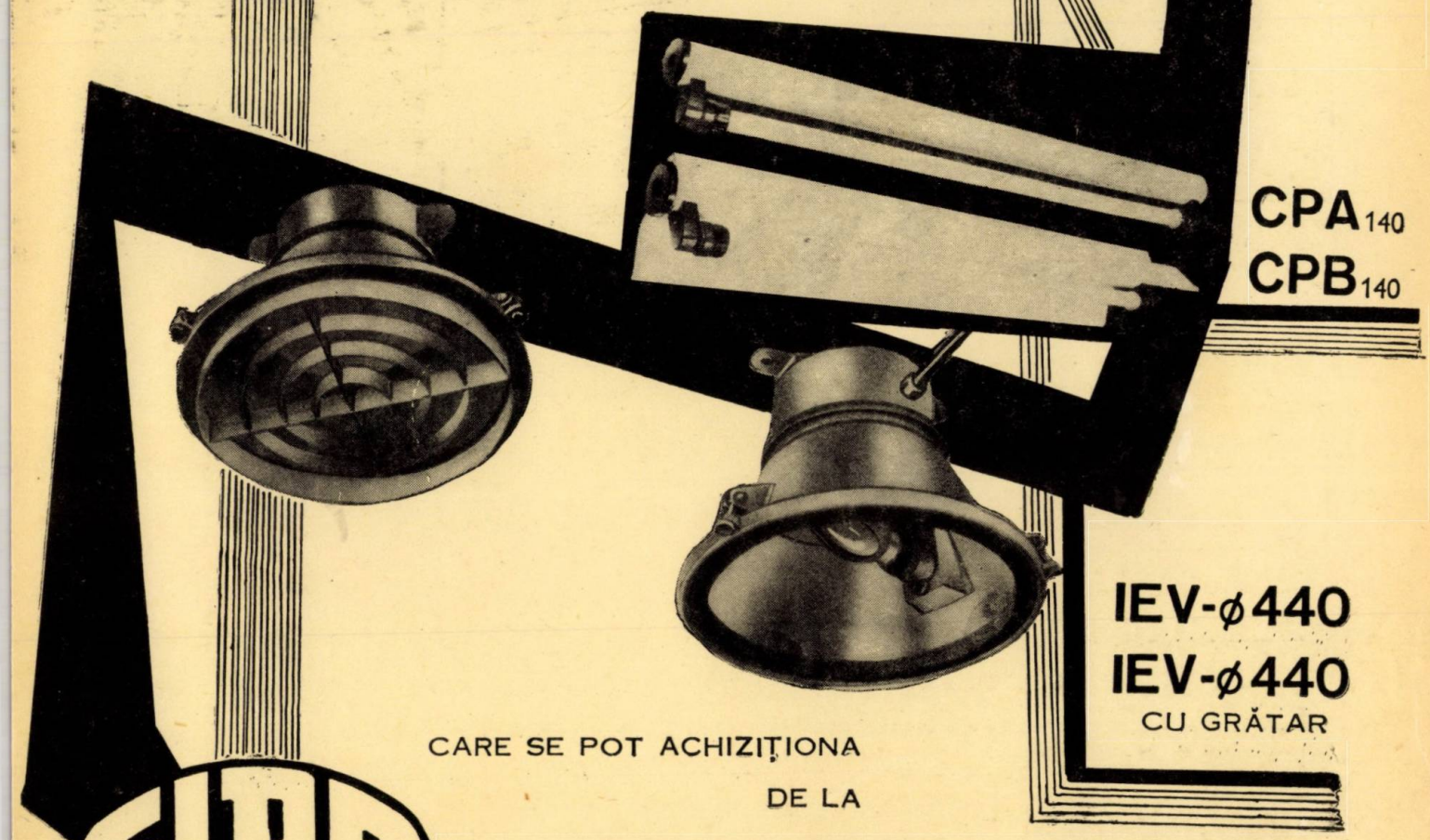
ILUMINATUL NU VA RESIMŢI ACŢIUNEA MEDIULUI
UTILIZÎND:



CPA 240
CPB 240

CORPURILE DE ILUMINAT ETANŞE

DE **TIP:**



CPA 140
CPB 140

IEV-ø440
IEV-ø440
CU GRĂTAR

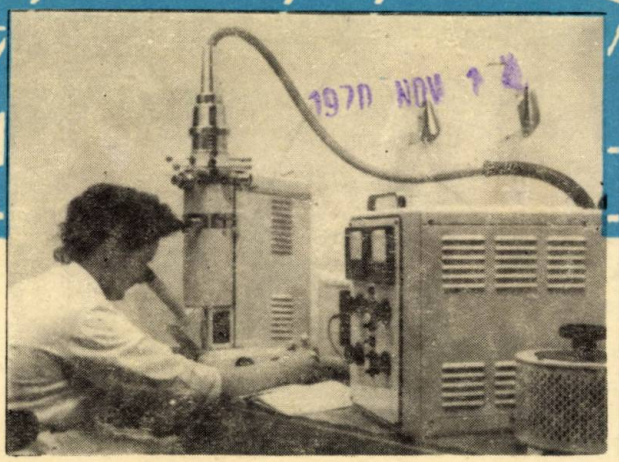
CARE SE POT ACHIZIŢIONA
DE LA

I.I.S. ELECTROBANAT TIMIŞOARA

STR. PESTALOZZI NR. 22

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE



ICPE

Электротехнический Научно — исследовательский и Проектный Институт
Electrical Engineering and Research Institute
Forschungs- und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotehnique

Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

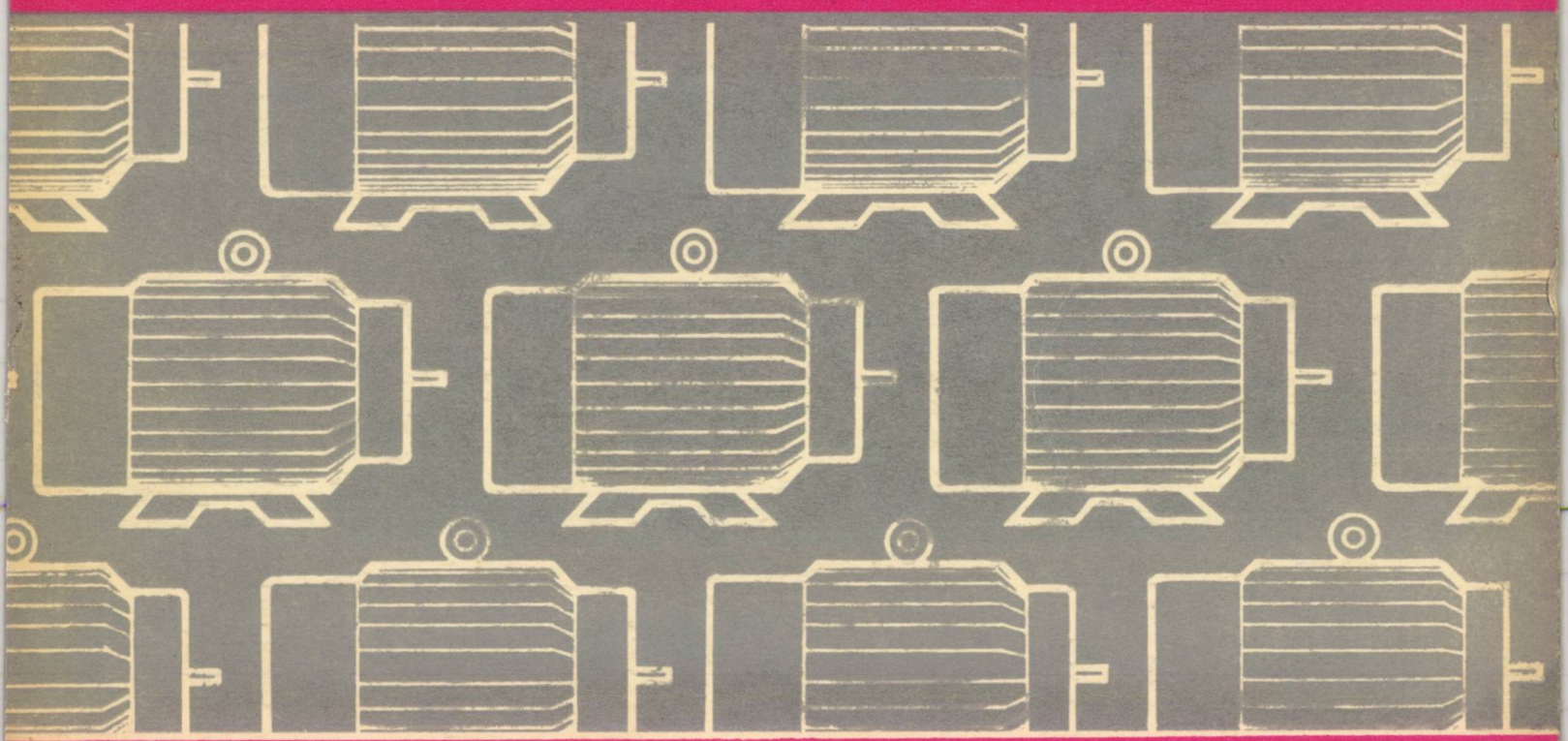
DIN BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

E 2040

04

R

ELECTROTEHNICA



7

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 7 • IULIE 1970

IPRS

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● SECTOR 2
TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

Băneasa

Vizitați-ne la:

TIRGUL INTERNAȚIONAL BUCUREȘTI

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvență
- — de mică putere
- — de medie putere
- — de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvență
- — de mică putere
- — drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare și un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREȘTI ● SECTORUL 2

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 7, pag. 233–272 iulie 1970

CUPRINS

CZ 621.372.4.018.32.

Voicu, M. : **Asupra unei proprietăţi a dipolilor liniari pasivi funcţionînd în regim permanent periodic nesinusoidal.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 233–236

Se prezintă o proprietate analitică originală sub forma unei indentităţi, a dipolilor pasivi liniari funcţionînd în regim permanent periodic nesinusoidal, plecînd de la principiul suprapunerii efectelor şi legea lui Ohm (sub forma integralei Duhamel). Cu ajutorul unor forme particulare ale acestei proprietăţi analitice, se trag cîteva concluzii asupra ei şi se face ipoteza că baza fenomenologică a acestei proprietăţi se situează la nivelul energiei fluctuante din circuitul dipol studiat.

CZ 621.313.1.042.3.

Boldea, I. : **Asupra calculului factorului lui Carter.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 236–241

Se face o sistematizare a metodelor şi relaţiilor de calcul pentru factorul lui Carter şi se prezintă unele rezultate numerice în scopul stabilirii domeniilor de aplicabilitate cu eficienţă a acestor relaţii de calcul.

CZ 621 313.2.014.332.

Murgu Zaira : **Comportarea motorului de curent continuu în regim tranzitoriu.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 241–248

Se prezintă relaţiile de determinare pentru pierderi, puteri şi energii tranzitorii de pornire şi frînare, în cazul motoarelor de c.c. derivaţie de putere mare. Se ia în considerare influenţa sarcinii motorului în perioada tranzitorie. Relaţiile se aplică într-un caz concret, reprezentîndu-se mărimile energetice tranzitorii.

CZ 621.315.616.96–757

Kemény, R. şi *Cojocaru, C.* : **Materiale pentru realizarea conductoarelor electrice speciale (L.D.E.) rezistente la motorină.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 248–251

Se arată realizarea unor materiale noi, prin introducerea policlorurii de vinil în cauciuc nitrilic. S-au efectuat încercări pe plăci folosind diferite variante de reţele şi se analizează rezultatele în scopul alegerii unui material adecvat pentru izolarea conductoarelor electrice speciale. Rezistenţa mare la ulei şi motorină pe lîngă proprietăţi electrice acceptabile a unora din compoundurile cercetate a determinat trecerea la realizarea prototipurilor de conductoare de conexiune pentru L.D.E.

CZ 621.315.617.4.

Pîrligras, E., Teodorescu, M., Curelea, V. şi Chivăran, C. : **Cercetări informative privind influenţa anumitor medii chimice asupra lacurilor de impregnare a înfăşurărilor de clasa B de izolaţie.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 252–256

Se prezintă pe scurt rezultatele privind comportarea unei scheme simple de izolaţie la acţiunea agenţilor chimici : bioxid de sulf, acid clorhidric şi oxizi de azot. Din încercări se desprind următoarele : dintre cele patru lacuri de impregnare cel mai slab la toate încercările s-a comportat lacul C51 — M ; lacul Supervoltatex EZ 5281 are o comportare similară cu lacurile Araldit Ly 556 şi 199 de import ; dintre mediile de încercare, mediul cu oxizi de azot a fost cel mai agresiv mediu de încercare.

CZ 621.317.382 :538.652

Fränkel, D. şi *Lăpuşan Valeria* : **Măsurarea pierderilor prin efect Joule-Lenz pe linii folosind traductoare magnetorezistive.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 256–260

În această lucrare se propune măsurarea pierderilor pe linie cu traductoare magnetorezistive avînd caracteristică pătratică şi care permit să se ţină seamă de variaţia cu temperatura a rezistenţei conductei de transport şi nu prezintă dificultăţi la însumarea tensiunilor de ieşire.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.312 – 75.004.4

Pitiş, I., Lăcătuşu, V. şi *Polcovnicu, R* : **Biodeteriorarea şi influenţa sa asupra fiabilităţii produselor electrotehnice.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 260–264

Din activitatea de cercetare

CZ 612.317.431.083.6

Sorohan, M. şi *Boghian, L.* : **Metodă diferenţială de măsură a pierderilor în probe feromagnetice mici.**

Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 265–266

RECENZII ● REFERATE ● ANIVERSĂRI. ● SCURTE ŞTIRI

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.372.4.018.32
Войку, М.: **О свойстве пассивных линейных диполей, при работе в установившемся периодическом несинусоидальном режиме.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 233–236

Описывается оригинальное аналитическое свойство в виде тождества, пассивных линейных диполей, работающих в установившемся периодическом несинусоидальном режиме, исходя из принципа наложения эффектов и закона Ома (в виде интеграла Дюгамеля).

ДК 621.313.1.042.3
Болдя, И.: **Расчет фактора Картера.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 236–241

Проводится систематизация методов и отношений расчета для фактора Картера и излагаются числовые результаты с целью установления областей эффективного применения этих отношений расчета.

ДК 621.313.2.014.332
Мургу, Заира: **Поведение двигателя постоянного тока в неустановившемся режиме.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 241–248

Приводятся отношения для определения потерь мощности и несустановившейся энергии при пуске и торможении, в случае двигателей постоянного тока с паралелном возбуждением высокой мощности. При этом учитывается влияние нагрузки двигателя в неустановившемся периоде.

ДК 621.315.616.96–757
Кемени, Р. и Кожокару, К.: **Материалы для изготовления специальных электрических проводников (Л.Д.Е.), устйочивых на действие дизельного топлива.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 248–251

Описывается новый материал, полученный путем введения поливинилхлорида в нитриловый каучук. Были проведены испытания на пластнах, при различных вариантах рецептур, и анализы результатов с целью выбора наиболее подходящего материала для изоляции специальных электрических проводников. Высокая устойчивость к маслу и дизельному топливу, а также удовлетвоительные электрические свойства некоторых исследованных компаундов, обусловили осуществление прототипов проводников соединения для Л.Д.Е.

ДК 621.315.617.4
Пырлиграш, Е., Теодореску, М., Куреля, В. и *Кивэран, К.:* **Информационные исследования влияня некоторых химических агентов на лаки для пропитки обмоток класса изоляции В.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 252–256

Излагаются вкратце результаты в связи с поведением простой изоляционной схемы при воздействии химических агентов, как: окись серы, солная кислота и окись азота. Из проведенных испытаний вытекает следующее: из четырех пропиточных лаков наиболее слабым при всех испытаниях оказался лак С 51-М, лак Supervo.tatex EZ 5281 отличается поведением, приближенным к импортным лакам Araldit Ly 556 и 199.

ДК 621.317.382:538.652
Френкель, Д. и *Лэпушан Валерия:* **Измерение потерь в линии при помощи эффекта Joule-Lenz, применяя магниторезистивные датчки.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 256–260

В настоящей работе предлагается измерение потерь в линии магниторезистивными датчиками с квадратической характеристикой, которые позволяют учитывать температурыные изменения сопротивления провода переноса энергии и не представляют затруднений при суммировании напряжении у входа.

ДЛЯ МОЛОДЫХ ИНЖЕНЕРОВ

ДК 621.312–75.004.4
Питиш, И., Лэкетушу, В. и *Полковнику, Р.:* **Биоповреждение и его влияние на надёжность электротехнических изделий**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 260–264

ИЗ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

ДК 621.317.431.083.6
Сорохан, М. и *Богян, Л.:* **Дифференциальный метод измерения потерь в малых ферромагнитных пробах.**
Electrotehnica **18**, № 7, июль 1970, стр. 265–266

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.372.4.018.32.
Voicu, M.: **Eine Eigenschaft der pasisven linearen Dipole beim periodischen nichtsinusoidalen Dauerbetrieb.**
Electrotehnica **18**, H. 7, Juli 1970, S. 233–236

Gezeigt wird eine eigenartige analytische Eigenschaft in der Form einer Indentität der passiven linearen Dipole im periodischen nichtsinusoidalen Dauerbetrieb, ausgehend vom Prinzip der Ueberlagerung der Effekte und dem Ohm' schen Gesetz (in der Form des Duhamelintegrals).

DK 621.313.1.042.3
Boldea, I.: **Zur Bestimmung des Karterfaktors**
Electrotehnica **18**, H. 7, Juli 1970, S. 236–241

Aufgefürt wird die Systematisierung der Beziehungen zur Bestimmung des Karterfaktors.

DK 621.313.2.014.332
Murgu Zaira: **Das Verhalten des Gleichstrommotors im nichtstationären Betrieb.**
Electrotehnica **18**, H. 7 Juli 1970, S .241–248

Angegeben werden die Beziehungen zur Bestimmung der Veruste, der Leistungen und der. Übergangsenergien beim Anlaufen und Bremsen für den Fall grosser Nebenschluss – Gleichstrommotoren. Man betrachtet den Einfluss der Motorbelastung im der Uebergangsperiode. Die Beziehungen werden auf einen konkreten Fall bezogen, wobei die energetischen Grssöen während des nichtstationären Betriebes dargestellt werden.

DK 621.315.616.96–757
Kemeny, R. und *Cojocaru, C.*: **Stoffe zur Erzeugung von speziellen, motorinbeständigen (LDE) Le tren.**
Electrotehnica **18** H. 7, Juli 1970, S. 248–251

Man beschreibt die Erzeugung von neun Materialen durch die Einführung des Polyvinylchlorids in den nitrylischen Gummi. Ausgeführt wurden Versuche auf Platten, wobei verschiedene Netzvarianten verwendet wurden. Man analysierte darauf die Ergebnisse mit dem Zweck, ein entsprechendes Material zur Isolierung besonderer elektrischer Leiter zu finden. Der grosse elektrische Widerstand in Oel und Motorin sowie annehmbare elektrische Eigenschaften einger von den untersuchten Mischungen fuhrten zur Herstellung von Prototypen der LDE Verbindungsleitungen.

DK 621.315.617.4
Pîrligras, E., Teodorescu, M., Curelea, V. und *Chivăran, C.*: **Informative Untersuchungen bzgl. des Einflusses gewisser chemischen Medien auf die Tränkungsstellen der Isolationswicklungen Klasse B.**
Electrotehnica **18**, H. 7. Juli 1970, S. 252–256

Kurz gezeigt werden die Resultate bzgl. des Verhaltens eines einfachen Isolationsschemas unter der Wirkung chemischer Stoffe: Schwefeldioxyd, Salzsäure und Oxyde des Stickstoffes. Die Versuche zeigten Folgendes: von den vier Tränkungslacklenverhielt sich der C 51-M-Lack bei allen Untersuchungen am ungünstigsten, der Supervoltatexlack EZ 5281 zeigt ein ähnliches Verhalten wie die Einfuhrlackn Araldit Ly 556 und 199.

DK 621.317.382 :538.652
Fränkel, D. und *Lăpuşan Valeria*: **Messungen der Linien verluste durch Joule-Lenz effekt durch Verwendung von magnetoresistiven Uebertragern.**
Electrotehnica **18**, H. 7, Juli 1970, S. 256–260

Vorgeschlagen wird die Messung der Linienverluste mit Hilfe von magnetoresistiven Uebertragern quadratischer Chrakteristik, welche es erlauben, die Aenderung des Widerstandes mit der Temperatur bei der Transportleitung zu beachten und welche keine Schwierigkeiten bei der Zusammensetzung der Ausgangspannungen bietet.

Für den jungen Ingenieur
DK 621.312–75.004.4
Pitiş, I., Lăcătuşu, V. und *Polcovnicu, R.*: **Die biologisch Zerstörung und ihr Einfluss auf die Betr'ebssicherheit den elektrotechnischen Erzeugnisse.**
Electrotehnica **18**, H.7, Juli 1970, S. 260–264

Aus der Forschungstätigkeit
DK 621.317.431.083.6
Sorohan, M. und *Boghian, L.*: **Differentialmethode zur Messung der Verluste in kleinen ferromagnetischen Proben.**
Electrotehnica **18**, H.7, Juli 1970, S. 265–266

SOMMAIRE

CD 621.372.4.018.32
Voicu, M. : **En ce qui concerne certaines propriétés des dipôles linéaires passifs qui fonctionnent en régime permanent périodique non-sinusoïdal.**
Electrotehnica **18** no. 7, juillet 1970, p. 233–236

On présente une propriété analytique originale, sous la forme d'une indentité, des dipôles passifs linéaires fonctionant en régime permanent périodique non-sinusoïdal, en partant principe de la superposition des effets et de la loi d'Ohm (sous la forme de l'intégrale Duhamel).

CD 621.313.1.042.3
Boldea, I. : **Considerations sur le calcul du facteur de Carter.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970, p. 236–241

On fait une sistématisation des méthodes et des relations de calcul pour le facteur de Carter et l'on présente quelques résultats numériques en vue d'établir les domaines d'application à efficience de ces relations de calcul.

CD 621.313.2.014.332.
Murgu Zaira : **Le comportement du moteur de courant continu en régime transitoire.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970, p. 241–248

On présente les relations pur la détermination des pertes, de la force et de l'énergie transitoire de démarrage et de freinage, dans le cas des moteurs de courant continu à dérivation de haute puissance. On considère aussi l'influence de la charge du moteur pendant la période transitoire. On applique ces relations à un cas concret, en représentant les valeurs énergétiques transitoires.

CD 621.315.616.96–757
Kemeny, R. et *Cojocaru, C.* : **Matériaux pour la réalisation des conducteurs électriques spéciaux (L.D.E.) résistants à la motorine.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970, p. 248–251

On présente la réalisation de certains nouveaux matériaux, par l'introduction du polychlorure de vinyle dans le caoutchouc nitrilique. On a effectué des essais sur des plaques, en utilisant diverses variantes de recettes et on en analyse les résultats en vue du choix d'un matériel adéquat pour l'isolation des conducteurs électriques spéciaux. La grande résistance à l'huile et à la motorine ainsi que les propriétés acceptables de quelques compounds étudiés ont été décisifs pour la réalisation des prototypes de conducteurs de connexion pour les L.D.E.

CD 621.315.617.4
Pîrligras, E., Teodorescu, M., Curelea, V. et *Chivăran, C.* : **Recherches informatives concernant l'influence de certains milieux chimiques sur les vernis d'impregnation des enroulements de la classe B d'insolation.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970, p. 252–256

On présente sommairement les résultats concernant le comportement d'un schéma simple pour l'isolation contre l'action des agents chimiques : bioxyde de sulf, acide chlorhydrique et oxydes d'azote. Les essais ont démontré que parmi les quatre sortes de vernis pour l'imprégnation, le comportement le moins bon a été, pendant tous les essais, celui du vernis C51-M; le vernis Supervoltatex EZ 5 261 a un comportement similaire aux vernis Araldit Ly 556 et 199 importés.

CD 621.317.382 :538.652
Fränkel, D. et *Lăpuşan Valeria* : **Le mesurage des pertes par l'effet Joule-Lenz sur des lignes qui utilisent des traducteurs magnétoresistifs.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970 p. 256–260

Dans cet ouvrage on propose de mesurer les pertes sur la ligne à traducteurs magnétorésistifs ayant caractéristique carrée et qui permet de tenir compte de la variation en rapport avec la température, de la résistance de la conduite de transport et qui ne présente pas de difficultés pour le calcul de la somme des tensions de sortie.

RUBRIQUE DU JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.312–75.004.4.
Pitiş, I., Lăcătuşu, V. et *Polcovnicu, R.* : **La détérioration causée par les agents biologiques et son influence sur la fiabilité des produits électrotechniques.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970, p. 260–264

DE L'ACTIVITÉ DE RECHERCHES

CD 621.317.431.083.6.
Sorohan, M. et Boghian, L. : **Méthode différentielle pour mesurer les pertes qui se produisent dans les petites éprouvettes ferromagnétiques.**
Electrotehnica **18**, no. 7, juillet 1970, p. 265–266

COMPTES-RENDUS ● RÉFÉRATS ● CHRONIQUE ● BRÈVES COMMUNICATIONS

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 nr. 7 București, iulie, 1970

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Asupra unei proprietăți a dipolilor liniari pasivi funcționînd în regim permanent periodic nesinusoidal

MIHAIL VOICU* — Iași

CZ 621.372.4.018.32

Scopul lucrării este găsirea unei relații analitice care să pună în evidență anumite legături care există între diversele mărimi (amplitudinea și faza tensiunii, amplitudinea și faza curentului), care intervin în regimurile periodice nesinusoidale, ca o consecință a principiului suprapunerii efectelor și a legii lui Ohm (utilizată aici sub forma integralei Duhamel).

Posibilitatea existenței acestei proprietăți i-a fost sugerată autorului de controversa care a avut loc între anii 1938—1940 între C. Budeanu și Pl. Andronescu [1], [2], [3], în legătură cu problema definirii expresiei puterii deformante în afara legilor lui Kirchhoff în general și a legii lui Ohm (integrala Duhamel) în special.

Considerații generale asupra dipolilor liniari pasivi

Este cunoscut că transformarea Laplace a curentului-răspuns al unui dipol liniar pasiv, la o tensiune în formă de impuls Dirac este admitanța complexă a dipolului, definită prin :

$$Y(s) = \int_0^\infty e^{-st}\, y(t)\, dt, \tag{1}$$

unde Y (s), $y(t)$ sînt admitanța complexă și originalul ei (funcția pondere).

Această admitanță complexă, în cazul circuitelor liniare cu constante concentrate, este o funcție rațională de variabilă complexă, de forma :

$$Y(s) = \frac{A(s)}{B(s)}, \tag{2}$$

unde $A(s)$ și $B(s)$ sînt două polinoame în s.

Conform teoremei dezvoltării a lui Heaviside [4], [5], [6], curentul-răspuns al dipolului, în domeniul timpului, pentru orice formă a tensiunii aplicate și condiții inițiale nule, este :

$$i(t) = \sum_{k=1}^{n} \frac{A(\sigma_k)}{B'(\sigma_k)} U(\sigma_k)\, e^{\sigma_k t} + \sum_{k=1}^{r} \frac{A(s_k)\, U_1(s_k)}{B(s_k)\, U_2'(s_k)} e^{s_k t}, \tag{3}$$

unde i (t), u(t) sînt curentul și tensiunea, $U(s) = U_1(s)/U_2(s) = \mathfrak{L}[u(t)]$, iar σ_k și s_k sînt polii simpli (reali sau complecși) ai funcțiilor $Y(s)$ și $U(s)$.

Dacă în relația (3) se consideră $u(t) = \delta(t)$ (impulsul Dirac), atunci funcția pondere este de forma :

$$i_\delta(t) = y(t) = \sum_{k=1}^{n} \frac{A(\sigma_k)}{B'(\sigma_k)} e^{\sigma_k t}, \tag{4}$$

sau

$$y(t) = \sum_{k=1}^{n} y_k(t), \tag{5}$$

unde s-a notat

$$y_k(t) = \frac{A(\sigma_k)}{B'(\sigma_k)} e^{\sigma_k t}. \tag{6}$$

Ținînd seama de relațiile (2), (6), relația (3) se mai scrie :

$$i(t) = \sum_{k=1}^{n} U(\sigma_k)\, y_k(t) + \sum_{k=1}^{r} Y(s_k) \frac{U_1(s_k)}{U_2'(s_k)} e^{s_k t}. \tag{7}$$

Pe de altă parte, conform integralei Duhamel [4], [5], curentul-răspuns al oricărui dipol

* Ing. *M. Voicu* este asistent la facultatea de Electrotehnică din Institutul politehnic — Iași.

liniar pasiv, la orice formă a tensiunii aplicate este :

$$i\,(t) = \int_0^t y\,(t-\tau)\,u\,(\tau)\,\mathrm{d}\tau \qquad (8)$$

sau conform relației (5) :

$$i\,(t) = \int_0^t \sum_{k=1}^{n} y_k\,(t-\tau)\,u\,(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \qquad (9)$$

Din relațiile (7) și (9) rezultă evident :

$$\sum_{k=1}^{n} U\,(\sigma_k)\,y_k\,(t) + \sum_{k=1}^{r} Y(s_k)\frac{U_1\,(s_k)}{U_2'\,(s_k)}\,\mathrm{e}^{s_k t} = \int_0^t \sum_{k=1}^{n} y_k\,(t-\tau)\,u\,(\tau)\,\mathrm{d}\tau\,. \qquad (10)$$

Aplicînd transformarea Laplace relației (10) și ținînd seama de teorema lui Borel [6], aceasta devine :

$$\sum_{k=1}^{n} U\,(\tau_k)\,Y_k(s) + \sum_{k=1}^{r} Y\,(s_k)\,\frac{U_1\,(s_k)}{U_2'\,(s_k)}\cdot\frac{1}{s-s_k} = U\,(s)\sum_{k=1}^{n} Y_k(s) \qquad (11)$$

și

$$Y_k\,(s) = \mathfrak{L}\,[y_k\,(t)] = \mathfrak{L}\left[\frac{A\,(\sigma_k)}{B_2'\,(\sigma_k)}\,\mathrm{e}^{\sigma_k t}\right] = \frac{a_k}{s-\sigma_k}, \qquad (12)$$

unde s-a notat :

$$a_k = \frac{A\,(\sigma_k)}{B'\,(\sigma_k)}. \qquad (13)$$

Ținînd seama de relația (12) se obține :

$$\sum_{k=1}^{n} [U\,(s) - U\,(\sigma_k)]\frac{a_k}{s-\sigma_k} = \sum_{k=1}^{r} Y(s_k)\,\frac{U_1\,(s_k)}{U_2'\,(s_k)}\cdot\frac{1}{s-s_k}. \qquad (14)$$

Regimul permanent periodic nesinusoidal al dipolului liniar pasiv

Acest regim se caracterizează prin acea că tensiunea aplicată dipolului este de forma :

$$u\,(t) = \sqrt{2}\sum_{1}^{\infty} U_p \sin\,(p\omega t + \alpha_p) \qquad (15)$$

sau în planul complex, de forma :

$$U(s) = \sqrt{2}\sum_{1}^{\infty} U_p\,\frac{s\sin\alpha_p + p\omega\cos\alpha_p}{s^2 + (p\omega)^2}. \qquad (16)$$

Conform principiului suprapunerii efectelor, relația (14) este valabilă și pe armonici adică pentru fiecare :

$$U_p(s) = \sqrt{2}\,U_p\,\frac{s\sin\alpha_p + p\omega\cos\alpha_p}{s^2 + (p\omega)^2} \qquad (17)$$

pentru care :

$$U_{p1}(s) = \sqrt{2}\,U_p(s\sin\alpha_p + p\omega\cos\,\alpha_p) \qquad (18)$$

$$U_{p2}\,(s) = s^2 + (p\omega)^2 \qquad 19)$$

$$s_{p1.2} = \pm\,\mathrm{j}p\omega. \qquad (20)$$

În aceste condiții relația (14) devine :

$$U_p\sum_{k=1}^{n}\frac{s(\sigma_k\sin\alpha_p + p\omega\cos\alpha_p) - p\omega\,p\omega\sin\alpha_p - \sigma_k\cos\alpha_p)}{\sigma_k^2 + (\mathrm{p}\omega)^2}\cdot a_k = -\,Y\,(p\omega)\,U_p\,[s\sin\,(\alpha_p + \varphi) + p\omega\cos\,(\alpha_p + \varphi)], \qquad (21)$$

unde :

$$Y\,(p\omega) = |Y\,(\mathrm{j}p\omega)| = |\,Y\,(-\,\mathrm{j}p\omega)| \qquad (22)$$

$$\varphi\,(p\omega) = \arg\,Y\,(\mathrm{j}p\omega) = -\,\arg\,Y\,(-\,\mathrm{j}p\omega). \qquad (23)$$

Se mai observă că :

$$Y\,(\mathrm{p}\omega)\,U_p = I_p \qquad (24)$$

$$\alpha_p + \varphi\,(p\omega) = \beta_p, \qquad (25)$$

unde I_p și β_p sînt valoarea eficace și faza curentului de armonica p.

În aceste condiții relația (21) devine :

$$U_p\sum_{k=1}^{n}\frac{s\,(\sigma_k\sin\,\alpha_p + p\omega\cos\,\alpha_p) + p\omega(\sigma_k\cos\,\alpha_p - p\omega\sin\,\alpha_p)}{\sigma_k^2 + (p\omega)^2} = -\,I_p\,(s\sin\,\beta_p + p\omega\cos\,\beta_p), \qquad (26)$$

sau identificînd termen cu termen după puterile lui s, se obțin relațiile :

$$U_p\sum_{k=1}^{n}\frac{\sigma_k\sin\alpha_p + p\omega\cos\alpha_p}{\sigma_k^2 + (p\omega)^2}\,a_k = -\,I_p\sin\,\beta_p \qquad (27)$$

$$U_p\sum_{k=1}^{n}\frac{\sigma_k\cos\alpha_p - p\omega\sin\alpha_p}{\sigma_k^2 + (p\omega)^2}\,a_k = -\,I_p\cos\,\beta_p. \qquad (28)$$

Relațiile (27) și (28) sînt valabile pentru orice frecvență existentă în spectrul tensiunii aplicate dipolului. Pentru primele n frecvențe, de exemplu, se pot defini matricele :

$$[\Sigma] = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma_1^2 + \omega^2} & \cdots & \dfrac{1}{\sigma_n^2 + \omega^2} \\ \vdots & & \vdots \\ \dfrac{1}{\sigma_1^2 + (n\omega)^2} & \cdots & \dfrac{1}{\sigma_n^2 + (n\omega)^2} \end{bmatrix}, \qquad (29)$$

$$[\sigma]=\begin{bmatrix}\sigma_1 \cdots O\\ \vdots\\ O \cdots \sigma_n\end{bmatrix}, \tag{30}$$

$$[N]=\begin{bmatrix}1 \cdots O\\ \vdots \quad \vdots\\ O \cdots n\end{bmatrix}, \tag{31}$$

Pentru a putea examina această identitate și pentru a dovedi importanța ei, se presupune cazul particular al unui dipol a cărui admitanță are doi poli simpli, $n = 2$. Se transpune relația (39) pentru acest caz, considerînd două frecvențe oarecare din spectrul tensiunii aplicate, de pildă de ranguri p și q:

$$\left\{\begin{bmatrix}U_p \sin\alpha_p & 0\\ 0 & U_q \sin\alpha_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma_1^2+p^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+p^2\omega^2}\\ \frac{1}{\sigma_1^2+q^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+q^2\omega^2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_1 & 0\\ 0 & \sigma_2\end{bmatrix}+\omega\begin{bmatrix}p & 0\\ 0 & q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_p\cos\alpha_p & 0\\ 0 & U_q\cos\alpha_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma_1^2+p^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+p^2\omega^2}\\ \frac{1}{\sigma_1^2+q^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+q^2\omega^2}\end{bmatrix}\right\}^{-1}\cdot\begin{bmatrix}I_p \sin\beta_p\\ I_q \sin\beta_q\end{bmatrix}=$$

$$=\left\{\begin{bmatrix}U_p\cos\alpha_p & 0\\ 0 & U_q\cos\alpha_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma_1^2+p^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+p^2\omega^2}\\ \frac{1}{\sigma_1^2+q^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+q^2\omega^2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_1 & 0\\ 0 & \sigma_2\end{bmatrix}-\omega\begin{bmatrix}p & 0\\ 0 & q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_p \sin\alpha_p & 0\\ 0 & U_q \sin\alpha_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma_1^2+p^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+p^2\omega^2}\\ \frac{1}{\sigma_1^2+q^2\omega^2} & \frac{1}{\sigma_2^2+q^2\omega^2}\end{bmatrix}\right\}^{-1}\cdot\begin{bmatrix}I_p\cos\beta_p\\ I_q\cos\beta_q\end{bmatrix}. \tag{40}$$

$$[U\sin\alpha]=\begin{bmatrix}U_1\sin\alpha_1 \cdots O\\ \vdots \quad \vdots\\ O \cdots U_n\sin\alpha_n\end{bmatrix}, \tag{32}$$

$$[U\cos\alpha]=\begin{bmatrix}U_1\cos\alpha_1 \cdots O\\ \vdots \quad \vdots\\ O \cdots U_n\cos\alpha_n\end{bmatrix}, \tag{33}$$

$$[I\sin\beta]=\begin{bmatrix}I_1\sin\beta_1\\ \vdots\\ I_n\sin\beta_n\end{bmatrix}, \tag{34}$$

$$[I\cos\beta]=\begin{bmatrix}I_1\cos\beta_1\\ \vdots\\ I_n\cos\beta_n\end{bmatrix}, \tag{35}$$

$$[a]=\begin{bmatrix}a_1\\ \vdots\\ a_n\end{bmatrix}. \tag{36}$$

Pornind de la aceste definiții, se pot generaliza sub formă matriceală, relațiile (27) și (28) după cum urmează:

$$\{[U\sin\alpha][\Sigma][\sigma]+\omega[N][U\cos\alpha][\Sigma]\}[a]=-[I\sin\beta] \tag{37}$$

$$\{[U\cos\alpha][\Sigma][\sigma]-\omega[N][U\sin\alpha][\Sigma][a]=-[I\cos\beta]. \tag{38}$$

Eliminînd matricea coloană $[a]$, se obține sub forma unei identități, o proprietate a dipolilor liniari pasivi funcționînd în regim permanent periodic nesinusoidal și anume:

$$\{[U\sin\alpha][\Sigma][\sigma]+\omega[N][U\cos\alpha][\Sigma]\}^{-1}[I\sin\beta]=\{[U\cos\alpha][\Sigma][\sigma]-\omega[N][U\sin\alpha][\Sigma]\}^{-1}[I\cos\beta]. \tag{39}$$

Considerînd în continuare pentru simplificare $\alpha_p=\alpha_q=0$ se obțin în final identitățile:

$$qU_q I_p\frac{\sigma_1\sin\varphi_p-p\omega\cos\varphi_p}{\sigma_1^2+(q\omega)^2}=$$

$$=pU_pI_q\frac{\sigma_1\sin\varphi_q-q\omega\cos\varphi_q}{\sigma_2^2+(p\omega)^2} \tag{41}$$

$$pU_pI_q\frac{\sigma_2\sin\varphi_q-q\omega\cos\varphi_q}{\sigma_1^2+(p\omega)^2}=$$

$$=qU_qI_p\frac{\sigma_2\sin\varphi_p-p\omega\cos\varphi_p}{\sigma_1^2+(q\omega)^2} \tag{42}$$

$$\frac{(\sigma_1 tg\varphi_p-p\omega)\ (\sigma_2 tg\varphi_q-p\omega)}{(\sigma_1 tg\varphi_q-q\omega)\ (\sigma_2 tg\varphi_p-p\omega)}=$$

$$=\frac{(\sigma_1^2+p^2\omega^2)\ (\sigma_2^2+q^2\omega^2)}{(\sigma_1^2+q^2\omega^2)\ (\sigma_2^2+p^2\omega^2)} \tag{43}$$

ultima rezultînd din raportul primelor două (41), (42).

Exemplu.

Pentru verificarea acestor identități fie admitanța:

$$Y(s)=\frac{K}{s^2+a^2}, \tag{44}$$

pentru care:

$$\sigma_{1,2}=\pm ja$$

$$\sin\varphi_p=\sin\varphi_q=0$$

$$\cos\varphi_p=\cos\varphi_q=1$$

$$I_p=\frac{KU_p}{a^2-p^2\omega^2},\quad I_q=\frac{KU_q}{a^2-q^2\omega^2}.$$

Înlocuind aceste valori în relaţiile (41), (42), (43) se observă că ele sînt satisfăcute.

Concluzii

— Această proprietate pune în evidenţă o dependenţă între mărimile: valoarea eficace a tensiunii — valoarea eficace a curentului, faza tensiunii — faza curentului, mărimi ce caracterizează armonici ale tensiunii şi curentului de ranguri diferite, combinate oricum, dar în număr finit de combinaţii independente, sub forma unui număr fix de relaţii independente, număr determinat de numărul polilor admitanţei dipolului, relaţii reunite sub forma matriceală (39).

— Este important de subliniat că această proprietate care evidenţiază o dependenţă între armonici de tensiune şi curent de ranguri diferite, satisface principiul suprapunerii efectelor, fiind o consecinţă a acestuia.

— Din punct de vedere dimensional identităţile (41), (42) se exprimă în unităţi de energie. De asemenea, prin prelucrări adecvate, şi identitatea (39) poate fi exprimată în unităţi de energie. Examinînd formele particulare (41), (42), se observă că ele cuprind numai produse mixte de tipul U_pI_q, U_qI_p, produse ce caracterizează numai componentele puterii deformante definite de C. Budeanu [1], [7]. Se poate face în acest caz ipoteza că baza fenomenologică a acestei proprietăţi poate fi localizată la nivelul energiei fluctuante din circuitul dipol studiat.

Bibliografie

[1] *Budeanu, C.* Puissances réactives et fictives. În: I.R.E. nr. 2, 1927.

[2] *Andronescu, Pl.* O contribuţie la problema puterilor reală, reactivă, deformantă şi aparentă. In: I.R.E. In: I.R.E., nr. 1-95, 1939.

[3] *Budeanu, C.* Notă asupra articolului. O contribuţie la problema puterilor reală, reactivă şi aparentă. In: I.R.E., nr. 196, 1939.

[4] *Vazaca, Ch.* Analiza şi sinteza sistemelor automate liniare, Ed. Acad. R.P.R., Bucureşti, 1961.

[5] *Angot, A.* Complemente de matematici. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1961.

[6] *Doetsch, G.* Handbuch der Laplace — Transformation. Bandl. Teorie der Laplace-Transformation. Lehrbücher und Monographien aus dem Gebierte der exakten Wissenschaften. Mathematische Reihe, Band 14. Basel & Stuttgart, Birkhäuser Verlag, 1950.

[7] *Budeanu, C.* Stadiul problemei fenomenelor reactive şi deformante. Contribuţia la evoluţia ei. În: I.R.E. nr. 179, 1939.

Intrat în redacţie la 29.VIII. 1969

Asupra calculului factorului lui Carter

ION BOLDEA * — Timişoara

CZ 621.313.1.042.3

Generalităţi

Cunoaşterea repartiţiei cîmpului magnetic în lungul pasului polar în întrefierul prevăzut cu crestătură pe o singură parte, sau pe ambele părţi ale maşinii electrice, este o problemă deosebit de importantă în studiul acestora.

Prima rezolvare, în cazul maşinii prevăzute cu crestături numai pe o parte, acestea fiind dreptunghiulare, considerate de adîncime infinită, a fost dată încă în 1901 de către Carter în [1]. Ulterior această temă a fost tratată în diferite cazuri particulare ale geometriei crestăturii [2] — [14]. În aceste lucrări maşina cu întrefier neuniform, de mărime δ, este înlocuită cu o maşină fictivă fără crestături, cu întrefier uniform de mărime δ', aceasta din urmă avînd aceeaşi tensiune magnetică în întrefier ca şi prima.

Raportul $K_c = \frac{\delta'}{\delta}$ a primit denumirea de factorul lui Carter. Avînd în vedere dispersarea datelor existente asupra factorului lui Carter lucrarea de faţă îşi propune:

— sistematizarea metodelor şi relaţiilor de calcul pentru K_c;

— prezentarea unor rezultate numerice în scopul stabilirii domeniilor de aplicabilitate cu eficienţă a diferitelor relaţii de calcul pentru factorul lui Carter.

Dificultăţile de ordin matematic, în calculul factorului lui Carter, au impus evitarea rezolvării problemei în cazul cel mai apropiat de realitate, şi anume: cel al maşinii prevăzute cu crestături pe ambele părţi, cu poziţii relative variabile, crestăturile fiind semiînchise, de adîncime finită. Pentru atenuarea dificultăţilor de calcul, au fost introduse ipoteze simplificatoare dintre care cea mai importantă constă în considerarea celor două suprafeţe,

*Ing. *I. Boldea* este, asistent la catedra de maşini electrice din Institutul politehnic — Timişoara.

care mărginesc întrefierul şi crestăturile, ca suprafeţe echipotenţiale magnetic (adică permeabilitatea magnetică a fierului maşinii μ_{Fe} este considerată infinit de mare).

Determinarea factorului lui Carter pe baza acestei ipoteze a fost efectuată prin metode teoretice şi măsurări experimentale.

a) Metode teoretice :

— metoda transformărilor conforme [3], [5], [2], [6] [7] [11] [12];
— metoda încadrării [9], [10];
— metoda alegerii empirice a unei funcţii de variaţie a inducţiei magnetice în întrefier [4];
— metode grafice [8], [14].

b) Metode experimentale [9], [10], [13]:

Parametrii care determină valoarea factorului lui Carter pentru situaţia reală din figura 1 sînt: $\frac{s}{\delta}, \frac{t}{\delta}, \frac{h}{s}$ unde s este lăţimea crestăturii, t — lăţimea dintelui, h — adîncimea crestăturii.

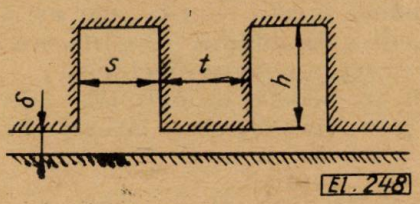


Fig. 1. Crestătură deschisă de adîncime finită.

Procedeele de calcul pentru K_c iau în considerare toţi aceşti parametri sau numai o parte din ei, fapt ce va fi ilustrat în cele ce urmează pornind de la cazurile mai simple spre cele mai complicate, avînd în vedere numai maşina prevăzută cu crestături pe o singură parte.

Crestătura dreptunghiulară deschisă

Crestătura singulară de adîncime „infinită". Datorită prezenţei crestăturilor, inducţia magnetică în întrefier variază de-a lungul unui pas de crestătură. O astfel de variaţie este prezentată calitativ în figura 2. Se înţelege prin crestătură singulară, cazul în care maximul inducţiei magnetice este practic atins înainte de axa dinţilor imediat vecini crestăturii (fig. 2). De fapt prin aceasta se presupune lăţimea dintelui infinit de mare. Acesta este cazul întîlnit în general la maşinile uzuale.

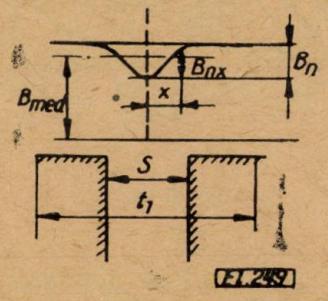


Fig. 2. Crestătură deschisă de adîncime infinită.

În vederea simplificării calculelor şi fără a pierde sensibil din precizie pentru cazurile practice, s-a presupus crestătura infinit de adîncă neglijînd prin aceasta influenţa adîncimii crestăturii asupra factorului de întrefier K_c.

În acest caz (cel mai simplu), pe baza teoriei transformărilor conforme, în [2], pentru factorul lui Carter, rezultă relaţia :

$$K_c = \frac{t_1}{t_1 - \sigma \cdot s}, \tag{1}$$

în care :

$$\sigma = \frac{2}{\pi}\left[\operatorname{arctg}\frac{s}{2\delta} - \frac{\delta}{s}\ln\left(1 + \frac{s^2}{4\delta^2}\right)\right]; \tag{2}$$

$t_1 = s + t$ — pasul de crestătură.

Relaţia (1) conform lucrării [3] se poate pune şi sub forma :

$$K_c = \frac{t_1}{t_1 - \gamma\,\delta}, \tag{3}$$

în care pentru $\frac{s}{\delta} > 1$, condiţie îndeplinită în general în practică, cu o eroare mai mică de 10 %, se poate considera :

$$\gamma = \frac{\left(\frac{s}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{s}{\delta}}. \tag{4}$$

O altă relaţie de calcul a factorului lui Carter este dată de Weber [4], care propune pentru componenta variabilă a inducţiei magnetice din întrefier (fig. 2) o funcţie de forma :

$$B_{nx} = B_n \sin^{2n'}\frac{\pi x}{t_1} \tag{5}$$

în care

$$n' = \frac{t}{s} = \frac{t_1 - s}{s}.$$

Rezultatele obţinute nu diferă însă esenţial de cele date de relaţia simplă (3).

Dificultăţile de calcul fiind mai mici, în acest caz idealizat s-a încercat să se ţină seamă şi de valoarea de fapt finită a permeabilităţii relative a fierului μ_{rFe}. O astfel de relaţie de calcul, aproximativă, a fost dată de Gans [5] sub forma :

$$K_c = \frac{t_1}{t_1 - \gamma\delta} - \frac{sh}{\mu_{rFe} \cdot \delta \cdot t_1}, \tag{6}$$

care prezintă un termen în plus faţă de (3), termen care ţine seamă de μ_{rFe}. Se constată [5] că în cazul cînd $\mu_{rFe} < 100$ apar diferenţe sensibile faţă de relaţia lui Carter, ceea ce arată

Tabela 1

Crestături dreptunghiulare deschise				Crestături semiînchise	
Crestătură singulară		Dinte îngust		Singulare	
$h/s > 1$ $h/\delta > 1$	$h/s < 1$ $h/\delta < 1$	$h/s > 1$ $h/\delta > 1$	$h/s < 1$ $h/s < 1$	$S_2/\delta < 2$	$S_2/\delta > 2$
— Relaţia (3) din Richter [3]	— rel (11) (11′)	— Coe, Taylor [6]	— rel(11) (11′)	— relaţia (3)	relaţia (13)
— Weber [4]	Ţugulea [9]	— Morath [7]	Ţugulea	— relaţia (13) Adam [11]	Adam [11]
— relaţia (6) din Gans [5]					

că în cazul solicitărilor magnetice puternice este oportună utilizarea relaţiei (6).

Se observă că saturaţia magnetică micşorează pe K_c, avînd un efect echivalent cu cel al micşorării deschiderii crestăturii.

Studiul influenţei lăţimii dintelui asupra lui K_c. O dată cu micşorarea raportului $\frac{t}{s}$ este necesar să considerăm lăţimea dintelui ca fiind finită, cum este de fapt în realitate.

În acest caz se spune că avem de-a face cu un „dinte îngust" înţelegînd prin aceasta că inducţia magnetică maximă nu este atinsă decît dincolo de axele dinţilor imediat vecini crestăturii (fig. 3).

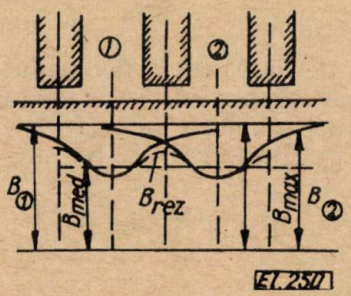


Fig. 3. Superpoziţia efectelor.

Utilizînd metoda transformărilor conforme în acest caz se obţin relaţii de calcul pentru K_c, foarte complicate. Calculul integralelor eliptice care intervin se efectuează pe bază de tabele [6], respectiv prin metode numerice cu ajutorul calculatoarelor cifrice [7].

În figura 4 se dau spre comparaţie şi pentru utilizare practică rezultatele aplicării acestei metode obţinute în [6] respectiv [7] între care se observă o bună concordanţă. În figura 5 se prezintă comparativ rezultatele obţinute cu relaţia (3) şi cele prezentate în figura 4 pentru un caz particular. Se observă că rezultatele diferă numai pentru $\frac{t}{\delta} < 1$.

O metodă mai simplă de determinare a repartiţiei cîmpului magnetic în întrefier constă în suprapunerea efectelor „crestăturilor singulare" lucru reprezentat simplificat în figura 3. Raportul între valoarea inducţiei magnetice în absenţa crestăturilor B_{max} şi valoarea medie B_{med} din cazul prezenţei acestora se consideră ca fiind K_c. Metoda aceasta de superpoziţie utilizată de Neville în [8] este mai comodă întrucît nu introduce funcţii eliptice, dar nu are domeniu larg de aplicabilitate datorită erorilor mari ce apar la suprapunerea efectelor.

Avînd în vedere dificultăţile introduse în calcul prin considerarea lăţimii dintelui ca

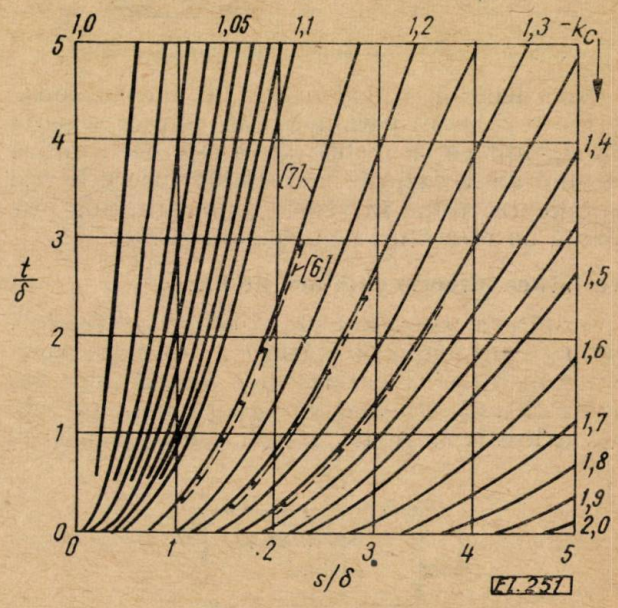


Fig. 4. Variaţia lui K_c cu $\frac{s}{\delta}$ şi $\frac{t}{\delta}$.

finită, este necesar să se delimiteze domeniul în care dinţii trebuie consideraţi înguşti (şi deci utilizarea relaţiilor stabilite în [6], respectiv [7] este necesară) de domeniul în care crestăturile se pot considera singulare şi cînd fără a pierde sensibil din precizie se poate folosi relaţia simplificată (3).

Pe baza criteriului limitării erorilor, domeniile „dinţilor înguşti" şi al „crestăturii sin-

gulare", după Freeman [2], se separă așa cum se arată în figura 6.

Considerarea influenței adîncimii crestăturii. În unele cazuri este necesar să luăm în considerare și influența adîncimii crestăturii în calculul factorului lui Carter.

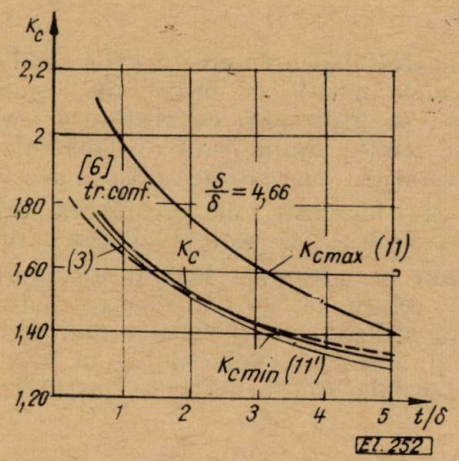


Fig. 5. K_c în funcție de $\frac{t}{\delta}$.

Utilizarea transformărilor conforme în cazul crestăturii de adîncime finită introduce dificultăți serioase de calcul [12], ceea ce practic determină abandonarea ei în cazurile practice.

Un procedeu de calcul care reușește să determine factorul lui Carter în cazul crestăturii de adîncime finită, cu dintele de lățime finită, îl constituie metoda încadrării - metodă mai generală de determinare a capacităților conduc-

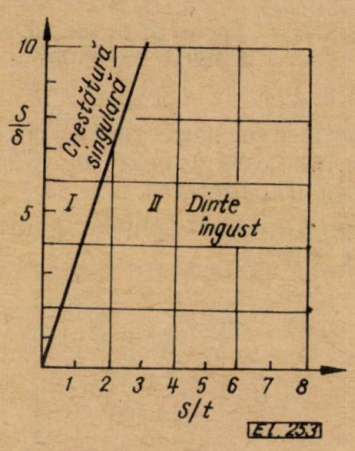


Fig. 6. Separarea domeniilor „crestăturii singulare" și a „dintelui îngust".

tanțelor și permeanțelor magnetice care determină valoarea reală a acestora prin încadrarea între o valoare înferioară și una superioară. Aplicarea procedeului încadrării la calculul permeanței întrefierului și a lui K_c, la mașinile cu crestături dreptunghiulare deschise și semicirculare e dată de A. Țugulea [9] și [10].

Această metodă este aproximativă însă permite evaluarea erorii maxime. Față de metoda transformărilor conforme, ea presupune un volum de calcule redus ceea ce o impune în calculul factorului lui Carter în cazul crestăturii de adîncime finită și dinte „ingust".

În esență metoda calculează permeanța geometrică a intrefierului:

$$P = \frac{\Lambda}{\mu_o \, l_o}, \tag{7}$$

în care l_0 este o lungime de referință a domeniului iar Λ — permeanța magnetică a intrefierului.

Considerăm, pentru potențialul magnetic V al cîmpului magnetic laplacian din întrefier, expresia:

$$V = V_a f\left(\frac{r}{r_0}\right), \tag{8}$$

în care V_a este potențialul magnetic scalar al unui punct fix r_0 din domeniul considerat.

Pe baza relațiilor (7), (8) rezultă, pentru permeanța geometrică a întrefierului relațiile:

$$P = \frac{\int_v (\mathrm{grad} f)^2 \, \mathrm{d}V_a}{(f_1 - f_2)^2} = \frac{[\int_s \mathrm{grad} f (\mathrm{d}\underline{A}n)]^2}{\int_v (\mathrm{grad} f)^2 \, \mathrm{d}\, Vn}. \tag{9}$$

Integralele de volum se efectuează în volumul mărginit de tubul de linii de cîmp V, cele de suprafață pe suprafața ariilor corespondente S, iar $\mathrm{d}\underline{A} = \mathrm{d}\underline{A}n . l_0^2$ elementul de arie și $\mathrm{d}V = \mathrm{d}Vn . l_0^3$ elementul de volum.

Funcția $W(f) = \int v (\mathrm{grad} f)^2 \, \mathrm{d}Vn$ se cheamă funcțională de energie.

Studiul valorilor de extrem ale funcționalei de energie pe baza unor teoreme specifice, [9], permite prin relația (9) determinarea unor valori inferioare, respectiv superioare față de valoarea reală a permeanței geometrice a întrefierului.

Teoremele de extrem în care domeniul de definire al funcționalei rămîne neschimbat, arată în esență că o altă funcție ψ care are aceleași valori pe suprafețe de limită ca și f, dar nu satisface ecuația lui Laplace, sau dacă grad ψ și grad f dau același flux prin suprafețe limită, dar ψ spre deosebire de f nu păstrează suprafețe de limită echipotențiale, atunci

$$W(f) < W(\psi).$$

În cazul modificării domeniului, teoremele de extrem duc la concluziile că:

— prin introducerea unor noi suprafețe echipotențiale în domeniu, păstrînd pe cele existente, valoarea funcționalei W crește;

— dacă pe noile suprafețe introduse, grad ψ, care se stabilește în noile condiții are componentă normală nulă, atunci W scade.

Pe baza acestor teoreme, din relația (9), pentru crestătura din figura 1, rezultă urmă-

toarele valori de încadrare ale permeanței geometrice [9]:

$$P_{max} = \frac{t}{\delta} + \frac{s}{h+\delta} + \frac{4}{\pi\alpha^2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin^2 n\alpha}{n^3}\,\mathrm{th}\,n\beta \quad (10)$$

$$P_{min} = \frac{t}{\delta} + \frac{s}{h+\delta} + \frac{2}{\pi\alpha}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin 2n\alpha}{n^2}\,\mathrm{th}\,n\beta, \quad (10')$$

în care $\alpha = \frac{\pi\delta}{h+\delta}$ și $\beta = \frac{s}{2(h+\delta)}$. Dacă notăm $P_0 = \frac{t+s}{\delta}$, valorile superioare și inferioare ale lui K_c sînt:

$$K_{c\,max} = \frac{P_0}{P_{min}}, \quad (11)$$

$$K_{cmin} = \frac{P_0}{P_{max}}. \quad (11')$$

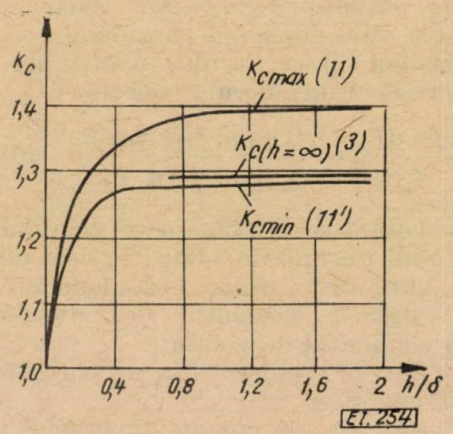


Fig. 7. K_c în funcție de adîncimea crestăturii.

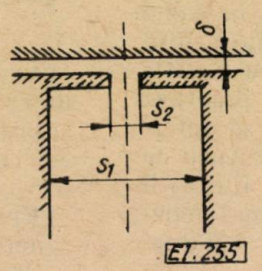


Fig. 8. Crestătură semiînchisă idealizată.

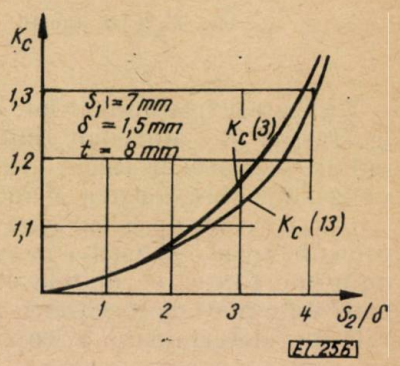


Fig. 9. K_c în funcție de lățimea „gîtului" crestăturii semiînchise.

Ca valoare apropiată de cea reală se poate considera:

$$K_{c\,med} = \frac{2P_0}{P_{max} + P_{min}}. \quad (12)$$

În figura 5 se prezintă rezultatele obținute într-un caz particular cu ajutorul acestei metode, în comparație de cele date de relația uzuală (3) și de metoda transformărilor conforme [6].

Influența adîncimii crestăturii asupra lui K_c e prezentată în figura 7 împreună cu valoarea dată de relația uzuală (3).

Se observă că în general pentru $\frac{h}{\delta} < 1$ și, conform [9], în cazul că $\frac{h}{s} < 1$ utilizarea relației (3) introduce erori mari și deci se recomandă calculul lui K_c prin metoda încadrării.

Din cele expuse rezultă că în cazul mașinii în care geometria crestării prezintă dinți înguști, crestătura dreptunghiulară fiind, deschisă puțin adîncă, domeniu precizat și cantitativ mai sus, utilizarea metodei încadrării este calea optimă din punct de vedere al compromisului între precizie și volumul de calcul.

Crestătura dreptunghiulară singulară semiînchisă

În general și pentru crestăturile semiînchise, în calculele uzuale de proiectare a mașinilor electrice, se utilizează, cu rezultate corespunzătoare, relația simplificată (3), înlocuind lățimea crestăturii s cu lățimea gîtului acesteia S_2.

Un caz idealizat, de crestătură dreptunghiulară semiînchisă, este prezentat în figura 8.

O dată cu creșterea lățimii gîtului crestăturii S_2, relația (3) nu mai dă satisfacție. Este necesară utilizarea unei metode mai precise de calcul și stabilirea domeniului în care utilizarea acesteia din urmă este justificată. Un astfel de procedeu, bazat pe teoria transformărilor conforme, este aplicat de Adam în [11] la crestătura din figura 8.

După aproximări se obține pentru factorul lui Carter expresia:

$$K_c = 1 + \frac{\frac{S_1}{2\delta}\,\arcsin\sqrt{\frac{a}{a+c}}}{\frac{\pi}{2}\frac{t_1}{\delta} - \frac{S_1}{2\delta}\cdot\arcsin\sqrt{\frac{a}{a+c}}}, \quad (13)$$

în care

$$\sqrt{ac} = \frac{S_1}{2\delta}$$

și

$$\frac{\pi}{2} = \frac{S_1}{S_2}\cdot\arcsin\sqrt{\frac{a+1}{a+c}} + \frac{2\delta}{S_2}\cdot\mathrm{arcth}\sqrt{\frac{c-1}{c}\cdot\frac{a}{a+1}}.$$

În figura 9 se prezintă rezultatele numerice obținute, într-un caz particular, cu relațiile (3) respectiv (13).

Rezultă că în general pentru $\frac{S_2}{\delta} < 2$, caz întîlnit foarte des în practică [3], nu rezultă diferențe esențiale, astfel că este indicată utilizarea relației uzuale (3).

Dacă $\frac{S_1}{\delta} > \frac{S_2}{\delta} > 2$, pentru calcule precise se impune utilizarea relației (13).

Datele prezentate, privitoare la relațiile de calcul pentru factorul lui Carter au dus la stabilirea unor indicații asupra domeniilor de utilizare eficientă a acestora, ilustrate în tabela 1.

Concluzii

În cadrul lucrării au fost studiate relațiile de calcul pentru factorul lui Carter pentru mașina prevăzută cu crestături pe o singură parte, propunîndu-se o delimitare a domeniilor de utilizare eficientă a diferitelor relații de calcul.

Bibliografie

[1] *Carter, F. W.* Air gap induction. În: El. World and Engineer Vol **38**, 1901 p. 884–888.

[2] *Freeman, E.M.* Calculation of harmonics due to slotting in flux Density Waveform of a Dynamo – electric Machine. In: Proceedings of the I.E.E.V. 109 C, 1962, p. 581–588.

[3] *Richter, R.* Elektrische Maschinen — Vol. I. București, Editura tehnică, 1958, p. 171–176.

[4] *Weber, E.* Der Nutungsfaktor in electrischen Maschinen. În: ETZ H. 23, 1928 p. 858.

[5] *Gans, R.* Der magnetische Widerstand eines gezahnten Ankers. În: Archiv für Electrotehnik, Band 9, 1920, p. 231–246.

[6] *Coe, R.T.* and *Taylor, H.M.* Some Problems in Electrical Machines Design involving Elliptic Functions. În: Philosophical Magazine and Journal of Science **V, VI**, iulie–dec 1928, p. 100–145.

[7] *Moralh, E.* Carcterscher Faktor für grosse Luftspaltlängen. In: Elektrotechnik und Maschinenbau, H. 10, 1968, p. 448–456.

[8] *Neville, S.* Use of Carter's coefficient with narrow teeth. In: Proc. I.E.E., 114, 1967 p. 1245–1250.

[9] *Țugulea, A.* Calculul prin aproximație al permeanțelor. In: Electrotehnica nr. 5, 1958, p. 164.

[10] *Țugulea, A.* și *Ionescu, C.* Determinarea permeanței magnetice a întrefierului unor armături cu crestătură semicirculară. În: St. și cerc de energ. electr., Tom. **17**, nr. 2, p. 341–356.

[11] *Adam, F.* Über das magnetische Feld im Luftspalt bei halboffenen Nuten. In: Archiv für Elektrotechnik, **XXXII**, 1938, p. 64–70.

[12] *Frey, K.* Anwendungen der konformen Abbildung auf praktische Probleme des Elektromaschinenbaues. In: Arbeiten aus dem Elektrotehnischen Institut der Badischen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe **IV**, Band 1920–1924 p. 65–182.

[13] *Liebman, C.* The change of Air-Gap Flux in electrical machines due to the diplacement of Oppossed Slots. In: Proceedings of the I.E.E., 104 C, 1956, p. 204.

[14] *Lehman*, Metodă grafică pentru determinarea traiectoriei liniilor de forță. In: ETZ, 1909. p.995.

[15] *Gibbs*, Conformal Transformation in Elektrical Engineering. Mc. Graw Hill, 1958.

[16] *André Angot.* Complemente de Matematici pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații. București, Ed. tehnică, 1965.

Intrat în redacție la 24.III.1969

Comportarea motorului de curent continuu în regim tranzitoriu

ZAIRA MURGU* — Iași

CZ 621.313.2.014.332

Pentru un număr mare de acționări electrice, procesele tranzitorii prezintă importanță, influențînd unele caracteristici ale mașinii de lucru, ca de exemplu productivitatea sa. Cunoașterea regimurilor tranzitorii este de asemenea necesară la stabilirea puterii motorului de acționare, a diagramei de funcționare a acestuia, a metodelor și schemelor de comandă ale motorului, precum și a consumului real de energie electrică.

Regimurile tranzitorii ale motoarelor de acționare se referă la interdependența dintre un proces mecanic și unul electromagnetic, condiționate pe de o parte de inerția maselor în mișcare iar pe de altă parte de inerția electromagnetică a circuitelor. De multe ori însă inductivitățile circuitelor nu au o influență prea mare și de aceea pot fi neglijate. Regimul tranzitoriu mecanic este legat de variația vitezei, care aduce după sine modificări ale curentului.

Principalele procese tranzitorii ale acționărilor electrice provin din regimul de pornire, frînare sau inversare a motorului electric de acționare. În cele ce urmează vom analiza numai aceste regimuri la motorul de c.c. derivație de putere mare.

În mod obișnuit la analiza regimurilor tranzitorii ale motoarelor electrice se stabilește modul de variație a curentului și a vitezei, precum și durata regimului [1] – [7]. Interesantă este și stabilirea bilanțului puterilor și a consumului energetic, determinîndu-se fie valorile medii pe ciclul procesului (după cum s-a făcut în anumite cazuri), fie modul de variație

*Ing. *Zaira Murgu* este cercetător principal la Acad. R.S.R., Filiala Iași.

în timp al tuturor termenilor cuprinși în bilanțuri, pentru diferite moduri de variație ale cuplului static, lucru pe care ne propunem să-l efectuăm în prezenta lucrare. Cunoașterea amănunțită a energeticii regimurilor tranzitorii permite aprecierea posibilităților de micșorare ale energiilor neproductive, deoarece în unele cazuri puterile tranzitorii pot avea valori pînă la 50% din valoarea puterii nominale a motorului.

Pentru ușurința calculului vom admite unele premise simplificatoare, ce nu vor influența esențial concluziile. Admitem deci constante: rezistența înfășurărilor și fluxul de scăpări pentru diferite sarcini precum și tensiunea de alimentare. Neglijăm influența reacției indusului precum și a curenților turbionari și a căderilor de tensiune la perii-colector; diferențele introduse în calcul nu sînt semnificative.

1. Pornirea

În cele ce urmează vom analiza modificarea puterii absorbite de la rețea și a pierderilor în motor, pentru diferite cupluri statice la axul motorului. Considerăm pornirea cu un reostat de pornire R_p introdus în circuitul indusului, rezistența totală a circuitului fiind deci $R_t = R + R_p$.

Pornind de la ecuația de achilibru a tensiunilor electromotoare ale motorului și neglijînd pierderile de excitație, vom putea scrie bilanțul puterilor în perioada pornirii pentru un motor derivație în modul următor:

$$U = E + R_t I = C_e n + R_t I;$$

$$P_a = UI = EI + R_t I^2 = C_e nI + R_t I^2 =$$

$$= 1{,}03\ nM + \frac{R_t}{C_m^2} M^2 = 1{,}03n\ (M_0 + M_s +$$

$$+ M_j) + R_t I^2 = \Delta p_0 + P_m + \Delta p_j + \Delta p_3.$$

1.1. Pornirea din starea de repaus. În acest caz cuplul rezistent este nul și considerînd $M_r = M_s + M_0 = 0$, deci $M = M_j$, puterea absorbită rezultă:

$$P_a = 1{,}03n\ M_j + R_t I^2 = \Delta p_j + \Delta P_3.$$

Ținînd seama de expresiile care dau viteza și curentul tranzitoriu în condițiile de mai sus [8], [9] și de mărimile care influențează pierderile motorului în exploatare [11] vom obține pentru puterea absorbită și pentru pierderile principale în motor următoarele expresii:

$$M_j = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{n_0}{T_m} \mathrm{e}^{-t/T_m};$$

$$\Delta p_3 = R_t I^2 = R_t I_c^2 \cdot \mathrm{e}^{-2t/T_m};$$

$$P_a = \mathrm{e}^{-2t/T_m} \left(R_t I_c^2 - \frac{1{,}03 \cdot GD^2 \cdot n_0^2}{375 \cdot T_m} \right) +$$

$$+ \frac{1{,}03 \cdot GD^2 \cdot n_0^2}{375 \cdot T_m} \mathrm{e}^{-t/T_m} \qquad (1)$$

unde:

I_c este valoarea curentului din momentul conectării;

U — tensiunea de alimentare a motorului;

R — rezistența indusului motorului;

$T_m = \dfrac{GD^2 \cdot R_t}{375 \cdot C_e \cdot C_m}$ — constanta electromecanică de timp a motorului.

Pentru puterea absorbită se obține tot o exponențială, puterea ajungînd la valoarea de regim mai repede decît curentul și viteza.

Pentru a exprima consumul de energie vom ține seama că energia consumată pentru accelerarea maselor în mișcare este $\dfrac{J\omega_0^2}{2}$; energia consumată pentru acoperirea pierderilor principale în motor este:

$$\Delta A_3 = \int_0^\infty I_c^2 R_t \mathrm{e}^{-2t/T_m} \cdot \mathrm{d}t = \frac{I_c^2 R_t \cdot T_m}{2} [\mathrm{Ws}] =$$

$$= \frac{I_c^2\ R_t\ T_m}{2g} [\mathrm{kgm}] = \frac{U^2}{R_t^2} \cdot \frac{R_t}{2g} \cdot \frac{GD^2 R_t}{375 \cdot C_e \cdot C_m} =$$

$$= \frac{G\,D^2\,n_0^2}{7\,200} = \frac{J\omega_0^2}{2} [\mathrm{kgm}].$$

Cum în acest caz $P_m = 0$ rezultă că vom avea un consum integral de energie egal cu:

$$A_p = A_j + \Delta p_3 = \frac{J\omega_0^2}{2} + \frac{J\omega_0^2}{2} = J\omega_0^2 [\mathrm{kgm}] =$$

$$= gJ\omega_0^2 [\mathrm{Ws}].$$

Dacă ținem seama și de restul pierderilor în motor presupuse constante în perioada pornirii, consumul de energie va fi dat de relația:

$$A_p [\mathrm{Ws}] = gJ\omega_0^2 + (\Delta p_{ex} + \Delta p_{1n} + \Delta_{2n}) t_p.$$

Din expresiile lui A_p rezultă că reducerea consumului de energie în această perioadă este posibilă prin reducerea momentului de inerție (acest lucru este posibil de exemplu prin înlocuirea motorului dat cu două motoare avînd puterea pe jumătate; diametrul lor micșorîndu-se, se va micșora totodată și momentul de volant).

1.2. Pornirea la cuplu constant la arbore. În acest caz vom considera $M_r = \mathrm{const}$ în perioada pornirii, iar din relația cuplurilor rezultă $M_j = \mathrm{const}$. Prin această ipoteză simplificatoare se liniarizează variația vitezei în perioada pornirii. Cu aceste premise rezultă pentru energia absorbită în perioada pornirii

pentru acoperirea pierderilor următoarea expresie :

$$\Delta A_p = g\int_0^{t_p} M_p(\omega_0 - \omega)\,dt + t_p(\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex}) = 1{,}03\int_0^{t_p} M_p(n_0 - n)\,dt + t_p(\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex}) = g\frac{J\omega_0^2}{2}\frac{M_p}{M_p - M_s}(1 - a_s^2) + t_p(\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex}) = 1{,}03\cdot\frac{GD^2 n_0^2}{375\cdot 2}(1 - a_s^2) + t_p(\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex}),$$

unde :

$\omega_0 - \omega = \omega_s a$; $dt = -\frac{J\omega_0}{M_p - M_s}da$; $\omega_s = \omega_0(1 - a_s)$; a_1, a_s — căderea relativă de viteză.

Se observă că pierderile principale în motor cît şi consumul de energie în perioada pornirii depind de valoarea cuplului de pornire M_p. Prin creşterea lui M_p randamentul în perioada pornirii scade : pierderile ohmice cresc o dată cu creşterea cuplului static.

1.3. Pornirea la cuplu variabil de pornire. a) Considerăm, iniţial, M_s = const. şi ţinem seama şi de variaţia reală a vitezei în perioada tranzitorie. Deci momentul de pornire este variabil deoarece M_j este variabil o dată cu viteza ($M_j = J.\ d\omega/dt$). Ţinînd seama de expresiile curentului şi vitezei, date în [8], [9], rezultă că pentru puterea absorbită, puterea utilă şi principalele pierderi în motor vom obţine următoarele expresii :

$$\Delta p_3 = R_t I^2 = R_t[(I_c - I_s)^2 e^{-2t/T_m} + I_s^2 + 2I_s(I_c - I_s)e^{-t/T_m}]$$

$$P_m = 1{,}03\,M_s n = 1{,}03\,M_s(n_0 - \Delta n_s)(1 - e^{-t/T_m})$$

$$P_a = \frac{1{,}03\,GD^2}{375\cdot T_m}(n_0 - \Delta n_s)^2 e^{-t/T_m} - e^{-2t/T_m}) + 1{,}03(n_0 - \Delta n_s)\cdot(1 - e^{-t/T_m})M_s + R_t[(I_c - I_s)^2 e^{-2t/T_m} + I_s^2 + 2I_s(I_c - I_s)e^{-t/T_m}], \quad (2)$$

unde cuplul dinamic este :

$$M_j = \frac{GD^2}{375\cdot T_m}e^{-t/T_m}\cdot(n_0 - \Delta n_s).$$

Se vede cu uşurinţă că modul de variaţie real al vitezei influenţează asupra valorii şi modului de variaţie al termenilor din bilanţul puterilor în perioada pornirii.

b) Vom considera că avem un cuplu static care variază proporţional cu viteza în perioada pornirii. Atunci cuplul de pornire va fi : $M_p = M_j + M_s = K_\omega\cdot\omega$ iar pierderile principale din motor sînt date de expresia :

$$\Delta p_3 = R_t I^2 = UI - EI = g(M_j + M_s)\omega_0 - g(M_j + M_s)\omega = gK_\omega(\omega_0\omega - \omega^2).$$

Consumul de energie necesar pentru acoperirea acestor pierderi este :

$$\Delta A_3 = \int_0^{t_p}\Delta p_3\,dt = gK_\omega[\omega_0\int_0^{t_p}\omega dt - \int_0^{t_p}\omega^2\,dt].$$

Dacă se ţine seama şi de celelalte pierderi din perioada pornirii, care au fost presupuse constante, vom avea pentru consumul neproductiv următoarea expresie, pentru $\omega = K'_\omega\cdot t$:

$$\Delta A_3 = gK_\omega\cdot K'_\omega\left(\frac{\omega_0 t_p^2}{2} - \frac{K'_\omega t_p^3}{3}\right) + t_p(\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex}).$$

2. Regimul de frînare

Pentru motoarele electrice de c.c. sînt posibile mai multe feluri de frînări. În cele ce urmează ne vom ocupa numai de frînarea dinamică şi prin folosirea unei conexiuni inverse ; frînarea prin recuperare fiind mai rar utilizată şi nepunînd problema unei energii pierdute, nu va fi tratată.

2.1. Frînarea prin cuplarea inversă. Aceasta poate fi realizată în două moduri :

— prin schimbarea conexiunilor, inversînd tensiunea la bornele motorului (prin aceasta curentul în motor îşi schimbă sensul, fluxul păstrîndu-se neschimbat) ;

— prin inversarea sensului de rotaţie (atît fluxul cît şi curentul îşi menţine sensul iniţial).

Ecuaţia de echilibru a tensiunilor electromotoare în cazul frînării prin cuplare inversă va fi :

$$U + E = U + C_e\cdot n = I(R + R_f),$$

de unde :

$$n = \frac{I(R + R_f) - U}{C_e}.$$

În acest caz suma pierderilor în motor la funcţionarea pe diferite puncte a caracteristicii mecanice va fi dată de expresia [11].

$$\Sigma\Delta p = \Delta p_{1n}K_n^2 + K_2\frac{U + C_e n_n K_n}{R + R_f} + \frac{(U + C_e n_n K_n)^2}{R + R_f} + \Delta p_{ex}. \quad (3)$$

Se vede că pierderile se modifică faţă de funcţionarea la sarcina nominală sau faţă de funcţionarea în regim motor pe caracteristica naturală.

În lipsa cuplului de sarcină, dacă ţinem seama de expresiile curentului şi vitezei date în [2] pentru suma pierderilor în motor în perioada tranzitorie vom avea expresia :

$$\Sigma\Delta p = 1{,}03\, M_0 [n_0(e^{-t/T_m} - 1) + n_c\, e^{-t/T_m}] + \\ + K_2 I_c e^{-t/T_m} + R_t I_c^2\, e^{-2t/T_m} + \Delta p_{ex}. \quad (4)$$

În cazul în care cuplul de sarcină este diferit de zero, expresia pierderilor se modifică după cum urmează :

$$\Sigma\Delta p = 1{,}03\, M_0 [(n_0 + \Delta n_s)\, (e^{-t/T_m} - 1) + \\ + n_0 e^{-t/T_m}] + K_2 [I_s (1 - e^{-t/T_m}) - I_c\, e^{-t/T_m}] + \\ + R_t [I_s^2 (1 - e^{-t/T_m})^2 + I_c^2\, e^{-2t/T_m} - 2 I_c I_s\, (e^{-t/T_m} - \\ - e^{-2t/T_m})] + \Delta p_{ex}. \quad (5)$$

În lipsa curentului de sarcină pentru $n_c = n_0$, pierderile ohmice pot fi exprimate cu relaţia :

$$\Delta p_3 = 4(R + R_f)\, I_c^2\, e^{-2t/T_m}.$$

De unde energia consumată în acest caz în perioada frînării la funcţionarea în gol este :

$$\Delta A_f = - gJ \left(\omega_0\, \omega_c + \frac{\omega_c^2}{2} \right) + (\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \\ + \Delta p_{ex})\, t_f,$$

unde :

t_f este timpul de frînare, iar n_c — viteza iniţială în momentul frînării. Dacă se integrează expresia în intervalul de timp pînă în momentul opririi complete a motorului şi se consideră viteza iniţială egală cu viteza nominală, atunci rezultă pentru consumul de energie :

$$\Delta A_f = 3\, g J\, \frac{\omega_0^2}{2} + (\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex})\, t_f.$$

Rezultatul ne arată că la frînarea prin cuplare inversă energia pierdută prin efect Joule în rezistenţele circuitului este egală cu de trei ori energia avută de masele de volant ale sistemului de acţionare. Din această energie $J\omega_0^2/2$ este absorbită de la ax, iar restul este absorbită de la reţeaua de alimentare a motorului.

2.2. Regimul de frînare dinamică. La frînarea dinamică sursa care întreţine mişcarea pînă la oprire este energia cinetică a maselor în mişcare. În acest caz tensiunea de alimentare este zero, energia înmagazinată în masele în mişcare se consumă pe rezistenţele circuitului indusului. Efectul de frînare se micşorează pe măsura descreşterii vitezei motorului, astfel încît pentru $M = 0$ avem $t_f = \infty$. Ecuaţia de echilibru a tensiunilor electromotoare este :

$$E + R_t I = C_e\, n + R_t I = 0,$$

de unde se obţine expresia consumului de energie pentru $M_s = 0$:

$$\Delta A_f - \int_0^{t_f} = g M_j\, \omega\, dt = \int_0^{t_f} - gJ \frac{d\omega}{dt}\, \omega \cdot dt = \\ = gJ \frac{\omega_c^2}{2} + (\Delta p_{1n} + \Delta p_{2n} + \Delta p_{ex})\, t_f.$$

Se vede că se obţine aceeaşi valoare pentru energia consumată ca în cazul pornirii în gol.

Ţinînd seama de expresia curentului şi vitezei tranzitorii în perioada frînării, date în [2], se obţine pentru suma pierderilor în motor următoarea expresie :

$$\Sigma\Delta p = 1{,}03\, M_0 [(n_c + \Delta n_s)\, e^{-t/T_m} + \Delta n_s] + \\ + K_2 [(I_c + I_s)\, e^{-t/T_m} + I_c] + R_t [(I_c + I_s)^2 \cdot e^{-2t/T_m} + \\ + I_s^2 + 2\, I_s\, (I_c + I_s)\, e^{-t/T_m}] + \Delta p_{ex}.$$

Dacă cuplul static este nul, expresiile se simplifică devenind :

$$\Sigma\Delta p = 1{,}03\, M_0\, n_c\, e^{-t/T_m} + K_2 I_c\, e^{-t/T_m} + \\ + R_f I_c^2\, e^{-2t/T_m} + \Delta p_{ex}.$$

3. Inversarea sensului de rotaţie al motorului

Dacă schimbăm sensul de rotaţie al motorului păstrînd celelalte mărimi neschimbate, atunci motorul trece în regimul de funcţionare de cuplare inversă, regim ce a fost analizat la punctul 2.1.

4. Aplicarea relaţiilor la un exemplu dat

În cele ce urmează am aplicat relaţiile stabilite unui motor derivaţie de c.c. de 500 kW, 480 V, 375 rot/min.

4.1. Calculul mărimilor tranzitorii la pornire. Determinînd momentul de volant cu relaţia din [10] şi limitînd şocul iniţial al curentului la $I_c = 2{,}5\, I_n$ a rezultat $R_t = 0{,}17\ \Omega$ şi $T_m = 0{,}3$s.

a) În figura 1 s-a reprezentat variaţia curentului (curba *1*), a vitezei (curba *2*) şi a puterii absorbite (curba *3*) în cazul $M_r = 0$. Din figură se vede că puterea absorbită în momentul cuplării este ceva mai mare decît dublul puterii nominale a motorului; amortizarea şocului de putere se face mai repede decît a şocului de curent.

Deoarece în cazul considerat $\omega_0 = 40{,}6$ rad/s ; $J = 25$ kgm · s^2, rezultă că pentru accelerarea maselor în mişcare se va consuma o energie $A_j = 20\,500$ kgm. Deci şi energia consumată pentru acoperirea pierderilor ohmice va fi tot aceeaşi, rezultînd în total $A_j + A_3 = 41000 \times 9{,}81 = 400$ kWs $= 0{,}111$ kWh. Din această energie, cea mai mare parte se consumă în primele zecimi de secundă, astfel în prima zecime se consumă a treia parte din toată energia consumată.

Dacă ţinem seama şi de celelalte pierderi în motor care au fost presupuse constante, consumul de energie în perioada pornirii

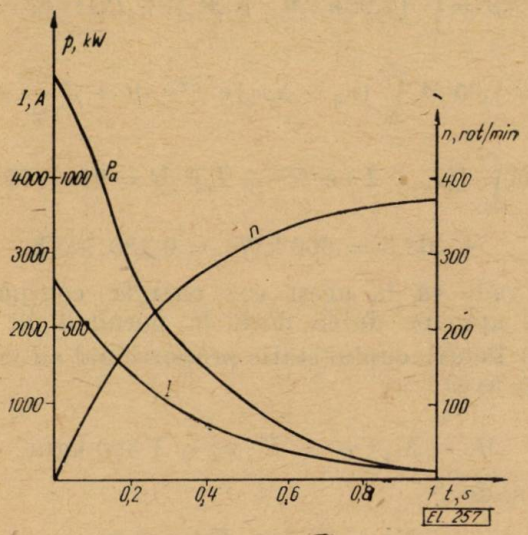


Fig. 1. Variaţia lui I, n, şi P_a la pornirea în gol a motorului de 500 kW.

creşte, devenind 421,6 kWs = 0,117 kWh. Dar variaţia reală a pierderilor în perioada pornirii este arătată în figura 2. Dacă se ţine

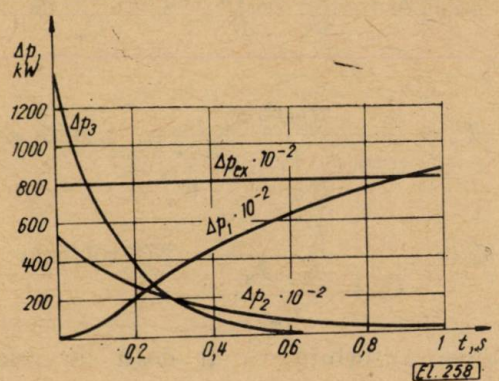


Fig. 2. Variaţia lui Δp_1, Δp_2, Δp_3 şi Δp_{ex} la pornirea în gol a motorului de 500 kW.

seama de această variaţie valoarea energiei consumate scade în oarecare măsură, devenind 418 kWs = 0,116 kWh.

Dacă privim variaţia lui A_p în raport cu viteza unghiulară (fig. 3), vedem că aceasta nu depinde de valoarea rezistenţei de pornire. Să considerăm în continuare că am dublat rezistenţa de pornire, obţinînd : $I_c = 1410$ A, $T_m = 0{,}6$ s, $t_p = 2{,}4$ s. În acest caz graficul puterii absorbite se schimbă. În figura 4 am reprezentat variaţia lui P_a, P_m şi Δp_3 unde pentru $R_t = 0{,}34\ \Omega$ curbele sînt trasate cu linii subţiri, iar pentru $R_t = 0{,}17\Omega$ curbele sînt trasate cu linii îngroşate. Se vede că, pentru o rezistenţă de pornire dublă, şocul puterii absorbite scade mult ; amortizarea puterii tranzitorii însă se face de două ori mai încet decît pentru rezistenţa pe jumătate (0,17Ω). Energia consumată pentru acoperirea acestor puteri este reprezentată de suprafaţă închisă între cele două axe de coordonate, iar curba puterii este dată pentru $R_t = 0{,}34\ \Omega$ pînă la $t = 2$ s şi pentru $R_t = 0{,}17\ \Omega$ pînă la $t = 1{,}2$s. Suprafaţa obţinută în cele două cazuri a rezultat egală. Se vede însă că în cazul rezistenţelor de pornire mai mari graficul puterii absorbite este mai uniform, şocul puterii din momentul cuplării scăzînd.

b) Vom considera în continuare pornirea la un cuplu de sarcină constant, egal cu momentul nominal al motorului. În acest caz, pentru $R_t = 0{,}17\ \Omega$ s-au reprezentat în figura 5 următoarele mărimi : Δp_3 (curba *1*), Δp_j (curba *2*), P_m (curba *3*) şi P_a (curba *4*). În figura 6 se vede

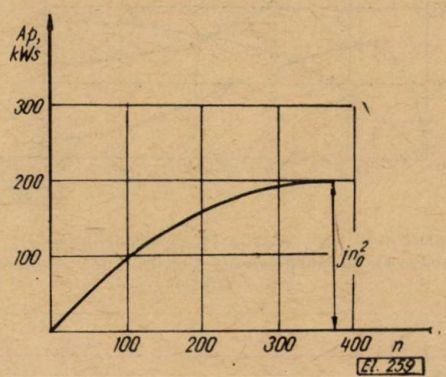


Fig. 3. Reprezentarea consumului de energie funcţie de viteza unghiulară a motorului la pornirea în gol.

şi variaţia celorlalte pierderi în motor în perioada pornirii ; pentru acoperirea lor este necesară o energie de 16,2 kWs, valoarea destul de apropiată de energia necesară pentru acoperirea

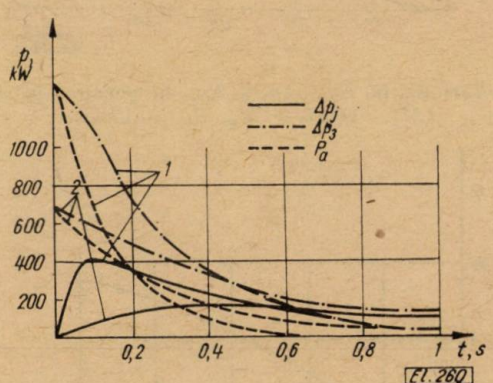


Fig. 4 Variaţia puterilor P_a, P_m şi a lui Δp_3 în perioada pornirii în gol, pentru : 1) $R_t = 0{,}17\ \Omega$ şi 2) $R_t = 0{,}34\ \Omega$.

acelorași pierderi la pornirea în gol. În figura 7 se mai reprezintă şi variaţia randamentului în perioada pornirii.

Din ultimele figuri se observă că şocul puterii absorbite rămîne acelaşi ca la pornirea în gol, puterea scăzînd exponenţial spre viteza de regim. Energia care se consumă în această perioadă se obţine din relaţia :

$$Ap = \int_0^{t_p} [1{,}03n\,(M_s + M_j) + R_t I^2]\,dt =$$

$$= 1{,}03\,M_s \int_0^{t_p} (n_0 - \Delta n_s)\,e^{-t/T_m}\,dt + J\frac{\omega^2}{2} +$$

$$+ R_t \int_0^{t_p} [(I_c - I_s)\,e^{-t/T_m} + I_s]^2\,dt = 97 + 75{,}4 +$$

$$+ 468{,}5 = 660\ \text{kWs} = 0{,}183\ \text{kWh}.$$

Se vede că în acest caz energia consumată este aproape dublă decît la pornirea în gol.

c) Pentru cuplul static proporţional cu viteza vom avea :

$$M_s = K_\omega \cdot \omega_n = K_N n_n = 1\,320\ \text{kgm},$$

de unde :

$$K_\omega = 33{,}7 \text{ şi } K_N = 3{,}5.$$

Variaţia vitezei şi curentului în perioada tranzitorie este dată de relaţiile

$$n = n_0' (1 - e^{-t/T_m'})$$

$$I = \left(I_c - \frac{K_N}{C_m} n_0'\right) e^{-t/T_m'} + \frac{K_N}{C_m} n_0'$$

unde :

$$T_m' = \frac{GD^2 \cdot R_t}{375 \cdot C_m \left(C_e + \dfrac{K_N \cdot R_t}{C_m}\right)} = 0{,}25\ \text{s};$$

$$n_0' = \frac{U}{C_e + \dfrac{K_N \cdot R_t}{C_m}} = 278\ \text{rot/min}$$

Puterea absorbită va fi dată de relaţia :

$$P_a = 1{,}03 \cdot K_N \cdot n_0'^2 (1 - e^{-t/T_m'})^2 +$$

$$+ 1{,}03 \cdot \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{n_0'^2}{T_m} (e^{-t/T_m'} - e^{-2t/T_m'}) +$$

$$+ R_t \left[\left(I_c - \frac{K_N}{C_m} \cdot n_0'\right) e^{-t/T_m'} + \frac{K_N}{C_m} \cdot n_0'\right]^2.$$

Variaţia curentului, a vitezei şi a puterii absorbite sînt reprezentate în figura 8. Tot în această figură s-au mai reprezentat şi Δp_j, Δp_3, şi P_m. În figura 9 s-a reprezentat variaţia pierderilor Δp_1, Δp_2, Δp_{ex}. Energia care se consumă pentru acoperirea acestor pierderi este de 17 kWs.

În figura 10 s-a reprezentat variaţia randamentului. Se observă că puterea absorbită prezintă acelaşi şoc iniţial ca şi în cazurile anterioare. Scăderea spre valoarea de regim

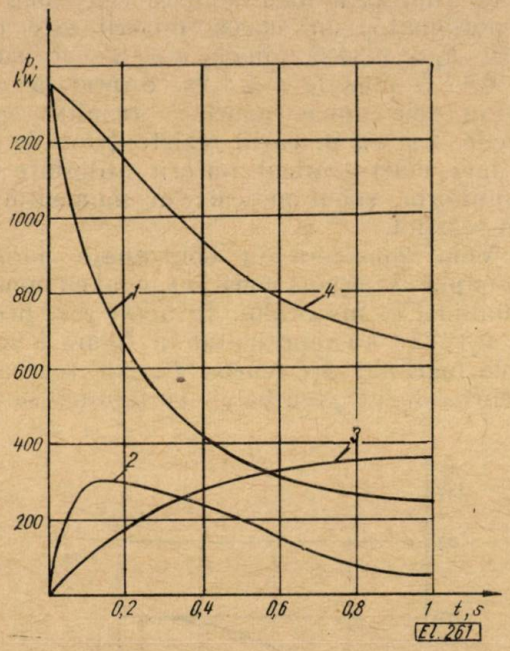


Fig. 5. Variaţia lui Δp_3 (curba 1), Δp_j (curba 2), P_m (curba 3) şi P_a (curba 4), la pornirea în sarcină (M_s = const. = M_n, $R_t = 0{,}17\ \Omega$).

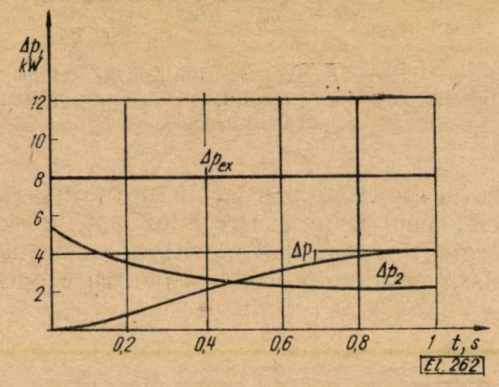


Fig. 6. Variaţia lui Δp_1, Δp_2 şi Δp_{ex} la pornirea în sarcină (M_s = const. = M_n, $R_t = 0{,}17\ \Omega$).

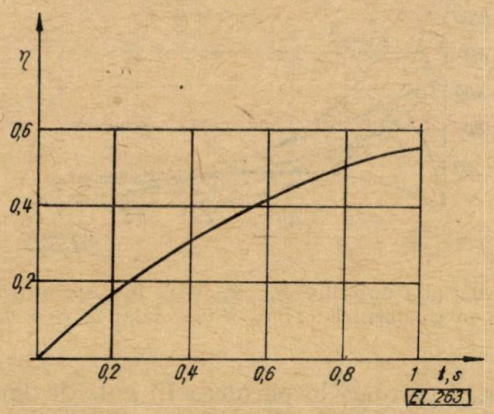


Fig. 7. Variaţia lui η la pornirea în sarcină (M_s = const. = = M_n, $R_t = 0{,}17\ \Omega$).

este mai rapidă decît în cazul cuplului static constant. Deoarece cuplul static la un moment dat este mai mic urmează că la sfîrșitul primei secunde puterea absorbită este mai mică decît în cazul precedent. Pornirea la un cuplu variabil cu viteza va determina deci o scădere a pierderilor de putere în perioada pornirii și un randament mai bun, după cum rezultă și din figura 10. În cazul cuplului variabil cu viteza, energia consumată la pornire se poate calcula cu relația:

$$A_p = 1{,}03 \cdot K_N \cdot n_0'^2 \int_0^{t_p} (1 - e^{-t/T'_m})^2 \, dt + \frac{J\omega^2}{2} +$$

$$+ R_t \int_0^{t_p} \left[\left(I_c - \frac{K_N}{C_m} \cdot n_0' \right) e^{-t/T'_m} + \frac{K_N}{C_m} \, n_0' \right]^2 dt =$$

$$= 65{,}2 + 96 + 367 = 528{,}2 \text{ kWs} = 0{,}147 \text{ kWh}.$$

Dacă se ține seama și de celelalte pierderi vom avea un consum de 0,152 kWh. După cum rezultă din bilanțul pierderilor, deși pierderile de accelerare cresc și pierderile ohmice scad simțitor, randamentul se va îmbunătăți. Astfel randamentul global (mediu) pe perioada pornirii în cazul cuplului static constant este 0,15, iar în cazul cuplului static variabil cu viteza este de 0,115.

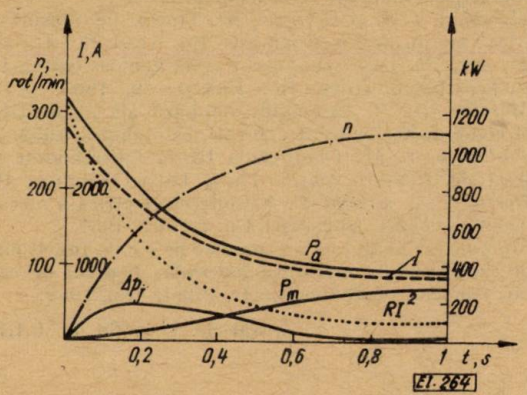


Fig. 8 Diagramele lui I, n și P_a la pornire, în cazul unui cuplu de sarcină variabil ($M_s = K_N \cdot n_n$ și $R_t = 0{,}17\ \Omega$).

4.2. *Calculul mărimilor tranzitorii la frînare.* După cum s-a arătat la punctul 2, la frînare energia consumată în proces este de trei ori energia de accelerare a maselor în mișcare (frînare prin cuplare inversă). Adică vom avea $A_f = 600$ kWs. Din această energie a treia parte va fi consumată de la masele în mișcare, iar restul de la rețea, adică $A_a = 400$ kWs. Dacă se ține seama și de restul pierderilor în perioada frînării presupuse constante, vom avea $A_a = 418$ kWs.

În continuare s-a considerat că frînarea se face pentru motorul încărcat la momentul nominal. Aplicînd relația de calcul dată la punctul 2.1. se obține $A_f = 527{,}5$ kWs. Din aceasta, o cantitate egală cu 187 kWs, este absorbită din energia acumulată de masele în mișcare, rezultînd că de la rețea se consumă 340,5 kWs, deci mai puțin decît în cazul

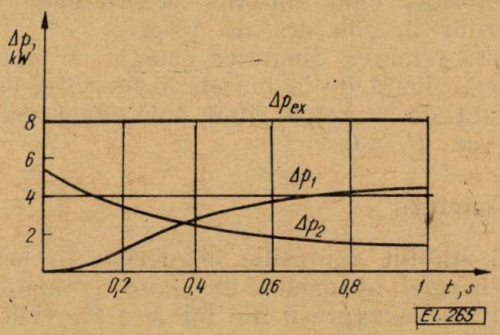


Fig. 9. Variația lui Δp_1, Δp_2 și Δp_{ex} la pornire în cazul unui cuplu de sarcină variabil ($M_s = K_N \cdot n_n$ și $R_t = 0{,}17\ \Omega$).

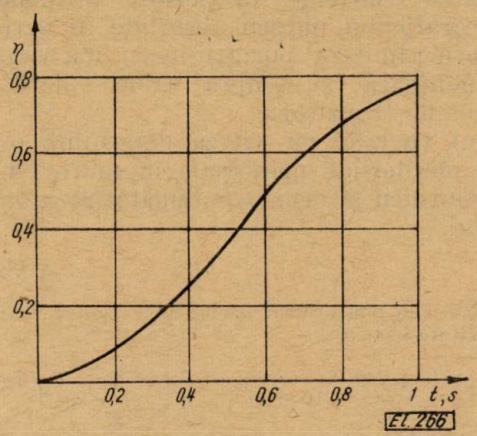


Fig. 10. Variația lui η la pornire în cazul unui cuplu de sarcină variabil ($M_s = K_N \cdot n_n$ și $R_t = 0{,}17\ \Omega$).

frînării în gol. Se vede de asemenea că datorită cuplului static timpul de frînare s-a micșorat simțitor.

Ținînd seama de expresiile date la pct. 2.1, în figura 11 s-a reprezentat variația pier-

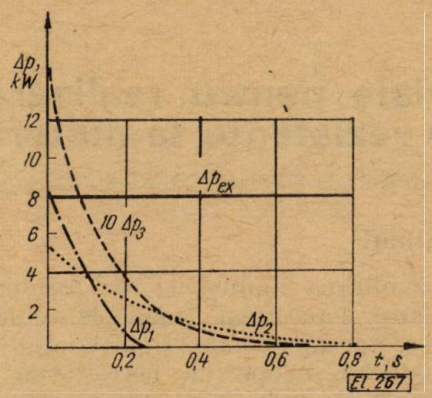


Fig. 11. Variația lui Δp_1, Δp_2, Δp_3 și Δp_{ex} în cazul frînării prin cuplare inversă în gol.

derilor în motor pentru frînarea prin cuplare inversă în gol. Din sumarea acestor pierderi se vede că maximul de energie absorbită este realizat

în prima zecime de secundă. Şocul din primul moment al puterii este de 156,4 kW, ceea ce reprezintă o importantă creştere faţă de momentul anterior, cînd puterea pentru acoperirea pierderilor în gol, era de 18 kW.

Pentru frînarea dinamică energia ce se consumă este luată de la masele în mişcare, energia luată de la reţea fiind nulă, deoarece în acest caz $U = 0$.

5. Concluzii

S-au stabilit expresiile pierderilor în motor şi a energiei absorbite în regim tranzitoriu, pentru cîteva expresii ale lui M_s; Se vede că modul de variaţie a lui M_s influenţează asupra expresiilor pierderilor în regim tranzitoriu.

Valoarea rezistenţei de pornire influenţează asupra graficului puterii absorbite în perioada tranzitorie; în cazul pornirii în sarcină valoarea sa influenţează şi asupra valorii pierderilor în perioada tranzitorie.

Cuplul variabil cu viteza determină o scădere a pierderilor principale în motor în perioada pornirii şi deci o îmbunătăţire a randamentului.

ANEXĂ

În relaţii s-au mai utilizat următoarele notaţii, ce nu au ost explicitate în text :

$$C_e = \frac{pN\Phi}{60 \cdot a} \cdot 10^{-8} \text{ şi } C_m = \frac{p \cdot N \cdot \Phi}{2 \cdot \pi \cdot g} \cdot 10^{-8}$$

sînt coeficienţi în care p este numărul de perechi de poli; Φ — fluxul pe pol; N — numărul de conductoare; a — numărul de căi de curent, $g = 9{,}81$ m/s²

M_0 — cuplul de acoperire al pierderilor în gol

M_s — cuplul static la arbore

M_j — cuplul dinamic

Δp_{1n} — pierderile în motor, constante în raport cu sarcina, reprezentînd suma pierderilor mecanice şi în fier la funcţionare nominală; $\Delta p_1 = K_1 \cdot n^2$ (unde K_1 este un coeficient ce ţine seama de temperatura, presiunea şi de coeficientul de frecare a pieselor în mişcare, de felul ventilaţiei, precum şi de forma constructivă a circuitului magnetic).

Δp_{2n} — pierderile electrice nominale la contactul alunecător; $\Delta p_2 = K_2 \cdot I$ (unde K_2 este un coeficient ce ţine seama de calitatea periilor şi a contactului alunecător, precum şi de densitatea, felul şi sensul curentului, de presiunea de apăsare a periilor şi de viteza de deplasare a colectorului)

Δp_{3n} — pierderile în cupru împreună cu cele suplimentare la funcţionarea nominală a motorului; $\Delta p_3 = R_t \cdot I^2$ (unde R_t este rezistenţa totală a circuitului indusului)

Δp_{ex} — pierderile ohmice în circuitul de excitaţie derivaţie a motorului

J — momentul de inerţie al motorului

ω_n, ω_0 — vitezele unghiulare nominală şi de mers în gol a motorului

Δn_s — căderea de viteză datorită cuplului de sarcină

$K_n = n/n_n$ — multiplul vitezei de rotaţie a motorului

K_N — un coeficient de proporţionalitate între sarcină şi viteza motorului.

Bibliografie

[1] *Braşovan, M., Seracin, R.* şi *Bogoevici, N.* Acţionări electrice, probleme şi aplicaţii industriale, Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.

[2] *Boţan, N. V., Bejan, I.* şi *Balaban, E.* Curs de acţionări electro-mecanice şi automatizări. Bucureşti, E.S.D.P., 1962.

[3] *Golovan, A. T.* Problemele acţionării electrie. Bucureşti, E.E.S., 1960.

[4] *Ermolin, N. N. P.* Procese tranzitorii în maşinile electrice de c.c. Bucureşti, Ed. tehnică, 1954.

[5] *Rudenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1959.

[6] *Gheorghiu, I. S.* şi *Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice : maşini de c.c. Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1968.

[7] *Bergher, Th.* Das dynamische verhalten das Gleichstrom Reihenschlusmortors. In : Electrie, 9, 1966, p. 359.

[8] *Morozov, D. P.* Principiile de bază ale dispozitivelor electrice de acţionare, Bucureşti, Ed. tehnică, 1952.

[9] *Postnikov, I. M.* Obobscenia teoria i perehodnîe proţessî electriceskih maşin, Kiev, Izd-vo Tehnica, 1962.

[10] *Boţan, N. V.* şi *Saal, C.* Acţionarea electrică a mecanismelor cu volant, Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[11] *Murgu, Z.* Energetica motoarelor de c.c. la funcţionarea pe caracteristica mecanică naturală. Centrul de cercetări tehnice. Academia R.S.R. Filiala Iaşi, 1969.

Intrat în redacţie la 6.I.1970

Materiale pentru realizarea conductoarelor electrice speciale (LDE) rezistente la motorină

ROZALIA KEMÉNY ŞI CORNEL COJOCARU — Bucureşti

CZ 621.315.616.96-157

Generalităţi

În dezvoltarea industriei de cabluri din ţara noastră s-au creat condiţiile tehnice de a produce aproape toate tipurile de cabluri şi conductoare, acoperind necesităţile diferitelor ramuri ale industriei, astfel importul a fost redus la minimum, iar în multe cazuri s-au făcut transformări substanţiale prin înlocuirea tipurilor vechi de cabluri de exemplu mantaua de plumb a fost înlocuită cu PVC, precum şi hîrtia, iar în urma asigurării unei polietilene electrotehnice de bună calitate, cablurile telefonice fabricate la F.C.M.E. sînt la nivelul cerinţelor mondiale.

Izolarea cu elastomeri, pînă în prezent, nu a fost dezvoltată cu materii prime indigene, în consecinţă nu s-au creat condiţii pentru lărgirea sortimentelor din aceste grupe de materiale.

Necesitatea încercărilor. Beneficiarii M.I.C.M. deseori au solicitat cabluri cu rezistenţă mărită la flacără, la intemperii şi la ulei. În lucrarea

* *R. Kemény* este cercetător principal la I. C. P. E., iar ing. *C. Cojocaru* lucrează la Laboratorul central al F. C. M. E.

de față se arată preocupările pentru a găsi un material de izolare — protejare, care să satisfacă aceste cerințe. Cablurile de conexiune pentru LDE trebuie să fie în conformitate cu prescripțiile normelor UIC (Uniunea Internațională a Căilor Ferate) [1]. În acest normativ referitor la natura materialului, se indică: pentru protejarea cablului se poate folosi PVC; cauciuc cloroprenic; cauciuc special.

Conductoare electrice izolate cu PVC sau cu cauciuc policloroprenic, fabricate în țară, după acest normativ, nu corespund azi din cauza dimensiunilor (care sînt depășite) ori din cauza rezistenței slabe la proba de ulei și combustibil (motorină).

În B.S. 2899 part. 4 — 1967 care se referă la conductele cu rezistență la ulei, căldură și propagarea flăcării se recomandă pentru protecție compounduri din:

— cauciuc policloroprenic,
— cauciuc butadien-acrilonitrilic/PVC,
— polietilenă clorosulfonată.

ASTM 2405 — 65 T recomandă pentru mantaua cablurilor care lucrează în condiții grele și contaminate cu produse petroliere, cauciuc nitril compoundat cu PVC.

Firma Du Pont, pentru izolarea unică a conductoarelor pentru auto locomotive, propune utilizarea Hypalonului (polietilenă clorosulfatată) și în scopul de reducere a prețului, indică amestecarea cu PVC, PVA, cauciuc stiren-butadien.

În țara noastră, deoarece nu se fabrică nici unul din aceste materiale s-a ales studierea variantei de cauciuc nitrilic cu PVC.

Cauciucurile butadien-acrilonitrilice (cauciuc nitrilic) sînt comercializate sub denumirile de SKN 18, SKN 26 Chemigum, Haykar, Butapren, Paracril, Polysar, Butakon, Perbunan N etc.

Conținutul componentei acidului acrilonitrilic variază între 18 — 47% [3].

Caracteristicile mecanice și electrice sînt mult influențate de raportul butadien-acid. Cu creșterea cantității de acid crește greutatea specifică, scade temperatura de rigidizare, dar crește rezistența la benzină, benzen — proprietăți esențiale pentru care au fost dezvoltați asemenea copolimeri.

Caracteristicile electrice ale cauciucurilor nitrilice nu sînt la nivelul celorlalte cauciucuri sintetice din punct de vedere al proprietăților izolante. Fără adaos de PVC se utilizează numai ca înveliș protector semiconductor, ca ecran la cabluri de mină de înaltă tensiune.

Referitor la PVC se pot cita ca proprietăți pozitive, caracteristicile electrice, duritatea și rezistența termică. Elasticitatea, rezistența la ulei sînt mai reduse și faptul că se înmoaie la ridicarea temperaturii face ca, în unele cazuri, PVC-ul să nu poată înlocui cauciucul.

Tabela 1

Proprietățile de bază ale diferitelor materiale de izolare-acoperire pentru conducte electrice

Material	Proprietăți					R.T. 100°C 168 h
	ρV, Ωcm	tg δ	D °Sh	A %	R.M. 120°18 h	
PVC	10^{13}	0,08	80—85	250—300	±50	±25
Cauciuc nitrilic	10^{10}	0,2	50—70	250—700	±25	±40
Cauciuc nitrilic/PVC	10^{11}	0,2	75—80	250—600	±25	±30
Cauciuc policloroprenic	10^{10}	0,3	65	250—300	±40	±25

Notații folosite:
δv — rezistivitatea electrică de volum;
tg δ — tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz;
D — duritatea (în grad Shore);
A — alungirea la rupere;
R.M. — rezistența la motorină (exprimată prin variația proprietăților mecanice);
R.T. — rezistența la temperatură (exprimată prin variația proprietăților mecanice).

Prin înglobarea PVC-ului în cauciucul nitrilic, se obțin materiale care pot fi utilizate la izolarea conductoarelor.

Pentru a se face o imagine asupra calităților materialelor menționate în tabela 1 se prezintă comparativ proprietățile de bază ale acestora.

Prin introducerea PVC se îmbunătățesc proprietățile tehnologice, se mărește rezistența la intemperii. Dezavantajul amestecurilor de acest tip îl constituie scăderea elasticității față de cauciucul nitrilic simplu.

Lucrări efectuate

În programul inițial de cercetare a fost prevăzută elaborarea rețetelor din cauciuc nitrilic din import și PVC indigen și realizarea diferitelor variante de raport cauciuc-PVC.

Încorporarea PVC-ului în cauciucul nitrilic fiind dificilă, nu s-a realizat încă o variantă corespunzătoare; se prezintă numai rezultatele obținute pe materiale amestecate în prealabil procurate din import ca atare, adăugînd doar ingredientele necesare.

După unele indicații rețetele de aceste tipuri trebuie să conțină ingrediente atît ale PVC-ului cît și ale cauciucului nitrilic, amestecarea realizîndu-se ori prin adăugarea cauciucului la PVC plastifiat, ori prin adăugarea ingredientelor la amestecul cauciuc nitrilic PVC.

ASTM D 15 — 66 T indică o rețetă standard pentru cauciuc nitrilic, care are în compoziție următoarele:

cauciuc nitrilic	100 părți	greutate
acid stearic	1 părți	greutate
oxid de zinc	5 părți	greutate
sulf	1,5 părți	greutate
altax	1,5 părți	greutate și umplutură.

Tabela 2 a

Materiale	Rețetele realizate							Observații
	A	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*	
Butacril Z-70	100							bază
Butakon AC-5502		100	100	100	100			
Perbunan N/VC-70						100		
Nipol P-7							100	
Diizooctilftalat	15	30	30	30	30	30	30	plastifiant
Acid stearic	1	1	1	1	1	1	1	emulgator
Neozon D	2	2	2	2	2	2	2	antioxidant
Oxid de zinc	3	5	5	3	3	3	3	activator
Zeosil, Ultrasil	—	30	30	35	35	35	35	agenți de întărire
Creta + caolina	100	—	—		—			
Bioxid de titan		5	5	5	5	5	5	
Na 22	—	+	+	—	—	—	—	agenți de vulcanizare, accelératori
Thiuram	+	+	+	+	+	+	+	
Altax	—	—	—	+	+	+	+	
Sulf	+	+	+	+	+	+	+	
Aranox	—	—	+	—	—	—	—	
Captax	+	+	—	—	—	—	—	
Condiții de vulcanizare, min/temperatură °C	5/160	30/150						Condiții de vulcanizare

Tabela 2 b

Proprietăți	Unități de măsură	Simbolurile rețetelor						
		A	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*
Rezistivitate de volum	Ω · cm	1,11	1,11	2,11	1,11	1,11	5,10	7,10
tg δ	—	0,10	0,11	0,10	0,13	0,13	0,2	0,38
Duritatea	°Sh	70	75	75	75	80	75	70
Rezistența la flacără	s	30	5	5	5	5	5	5
Rezistența la tracțiune	kgf/cm²	107	125	114	125	126	166	147
Alungirea la rupere	%	550	500	600	400	325	415	515
Rezistența termică	ΔR	+26	+2	+4	−11	−11	+10	+12
	ΔA	−50	−13	−14	−12	− 6	−25	−25
Rezistența la motorină	ΔR	+ 1	−3	− 8	−20	− 9	−12	−14
	ΔA	−14	−5	−8	−19	+ 4	−18	−10
Rezistența la umiditate	ΔR	—	−17	−19	−17	− 7	−23	−21
	ΔA	—	+4	0	−10	+ 4	− 3	− 3

Prescurtarea Δ reprezintă variația proprietăților mecanice, raportat la inițial și exprimat în %; *R* − rezistența la tracțiune; *A* − alungirea la rupere.

Pentru tratament se indică temperatura 150°C cu durata 10, 20, 40, 80 min.

Alte documente indică pentru agenți de vulcanizare :

sulf 1,5—2,5 părți greutate sau

tiuram 2,5—3 părți greutate,

ceea ce conferă materialelor o rezistență mai bună la căldură.

Pentru amestecul cauciuc nitrilic-PVC am găsit rețete în care pe lîngă cele de mai sus, se adaugă materiale ca : fosfit bibazic de plumb, rășină fenolică, antioxidanți specifici, plastifianți de exemplu dioctilftalat, tricresilfosfat, tritolilfosfat, plastifianți specifici [5] etc. În tabela 2 a se prezintă rețetele folosite iar în tabela 2 b proprietățile verificate.

Materialele de bază indicate în tabela 2 sînt de diferite proveniențe :

butacril Z-70 este fabricat de firma Plastugil Franța, conține 70% cauciuc nitrilic și în rest PVC. Rețeta *A* care s-a pregătit din acest material se caracterizează printr-un conținut

redus de plastifiant față de celelalte. Umplutura anorganică este inclusă într-un raport ridicat;

butakon AC 5502 — produs de I.C.I. Anglia, conține 90% cauciuc nitrilic și în rest PVC. S-au pregătit patru variante de rețete, din care două au umplutură Zeosil și două cu Ultrasil. Primele conțin pentru vulcanizare pe lîngă Na-22, captax și aranox. Cele din urmă sînt realizate cu tiuram, varianta *E* conținînd cu 20% mai mult tiuram ca varianta *D*;

perbunan N/VC-70 este recomandat de firma Bayer, R. F. G. Conține 70% perbunan N tip 2807 NS și 30% PVC. Rețeta *F*, care s-a realizat cu acest produs este identică cu *D*, înlocuindu-se doar materia de bază;

nipol P-7 de la firma Japanese Geon Co este vulcanizat cu agenți în proporții identice cu cele din rețetele *D* și *F*.

Evaluarea rezultatelor

Urmărind proprietățile acestor tipuri de materiale din tabela 2 se constată:

— rezistivitatea de volum este de ordinul $10^{11}\Omega$ cm, neexistînd diferențe esențiale între rețetele realizate. Aceste valori sînt relativ inferioare și folosirea ca izolație unică a materialelor fabricate în baza acestor rețete este limitată de această proprietate;

— nici din punctul de vedere al durității nu se constată o diferență prea mare între rețete; aceasta este în general excepțională, astfel încît conductele realizate nu necesită acoperiri suplimentare confecționate din fibre textile sau sticlă pentru întărire;

— din punctul de vedere al rezistenței la foc, se poate afirma că amestecurile menționate într-adevăr sînt corespunzătoare pentru a folosi la protejarea conductelor în medii cu pericol de foc.

Rezistența la îmbătrînire s-a făcut în condiții severe, la 100°C timp de 120 ore. La nici una din variantele prezentate nu se constată scăderi mai mari de 25%, ceea ce este admisibil în condițiile de lucru indicate.

Rezistența la motorină s-a realizat de asemenea în condiții foarte grele, pentru accelerarea apariției schimbărilor. În normele indicate anterior sînt admise variații de 40% pentru proprietățile mecanice, cînd se lucrează cu ulei etalon la temperatura de 120°C, timp de 18 ore.

Dacă se admite acest criteriu și pentru motorină, se poate afirma că rețetele realizate pot constitui baza pentru realizarea izolației conductoarelor speciale cu rezistență mărită la combustibili.

Din punctul de vedere al rezistenței la umiditate, la care nu se poate renunța, variantele corespund la limita admisă, dacă se acceptă pentru evaluarea acestei rezistențe, o variație de 25% a proprietăților mecanice. În privința aceasta este de dorit continuarea cercetărilor în scopul de a se elabora rețete superioare.

Concluzii

— Din încercările prezentate, rezultă că s-au obținut materiale noi, pe baza de cauciuc nitrilic și PVC, pentru utilizare la izolarea și protejarea conductoarelor electrice speciale.

— Încercările trebuie continuate pentru a se realiza aceste produse pe baza polimerilor fabricați la noi în țară.

— În viitor se va urmări îmbunătățirea rezistenței la umiditate și a caracteristicilor electrice la aceste produse.

— În prezent, realizarea conductoarelor de conexiune din aceste materiale (pe bază de import) fiind în planul de cercetare al FCME, va fi posibil să lărgim domeniul de studiu, nu numai pe materiale ci și pe conductoare propriu-zise.

Bibliografie

[1] U.I.C. 626-I OR, 1967. Specification technique pour la fourniture de conducteurs electriques isoles resistent a l'action des combustibles liquides.
[2] B.S. 2899 Part 4-1967. Heat resisting, oil resisting and flame retardant sheath of electric cables.
[3] *Glupușhin, P. M.* ș.a. Kabelnie rezinî. Moscova, Ed. Energhia, 1966, p. 72—77.
[4] ASTM D 15—66T. Sample preparation for physical testing of rubber products.
[5] *Dunn, P.* și *Hart, S. I.* The tropical deterioration of rubber. În: Journal of *I.* RI, vol. 3, aprilie, 1969, p. 81—86.

Intrat în redacție la 9.I.1970

Cercetări informative privind influența anumitor medii chimice asupra lacurilor de impregnare a înfășurărilor de clasa B de izolație

ECATERINA PÎRLIGRAS, MINODORA TEODORESCU, VICTOR CURELEA ȘI CORNELIU CHIVĂRAN * — București

CZ 621.315.617.4.

Echipamentul electric utilizat în industria chimică, textilă, alimentară, este deseori expus la efectele combinate ale umidității cu impurități chimice (bioxid de sulf, amoniac, clor, acid clorhidric, acid azotic, oxizi de azot etc.). Este greu de definit concentrația normală de gaze în diferite medii. De exemplu, într-o fabrică de acid sulfuric, concentrația de bioxid de sulf variază de la 0 la 732 mg/m³ (în camere de ardere a piritei) [1].

Durabilitatea și funcționarea aparatajului electric de joasă tensiune în condițiile de acționare a atmosferelor chimice agresive constituie în prezent obiectul multor discuții din literatură. Literatura de specialitate tehnică tratează mediul chimic agresiv mai întîi de toate ca un mediu cu atmosferă ce provoacă coroziunea materialelor.

Cercetările nu leagă, adeseori, procesele de distrugere a substanțelor de un mediu concret de exploatare, cum sînt fabricile chimice de un anumit profil, ci se limitează la experimentarea executată într-o atmosferă sau în mediu caracterizat de un singur factor agresiv și de concentrații destul de arbitrar alese [1]. În schimb se discută pe larg rezistența chimică a materialelor ceea ce ne permite să tragem concluzii în privința comportării materialelor metalice și nemetalice în atmosfere chimice agresive sau în medii corozive ușurînd prin aceasta premisele proiectării în ceea ce privește alegerea materialelor și a proceselor tehnologice necesare la execuția aparatelor electrice destinate a funcționa în condiții industriale [2].

Factorul determinant constă deci în cunoașterea mediului de exploatare care diferă după profilul de producție pe care-l au fabricile chimice.

Intensitatea acțiunii corosive a mediului crește cu temperatura și umiditatea atmosferei. Izolanții devin conductibili din cauza disocierii moleculelor de electrolit în urma dizolvării acestuia în apă. Conductibilitatea izolantului crește însă numai pînă la o anumită limită, a cărei valoare depinde de atracția dintre ioni, care poate reduce mobilitatea acestora în cazul cînd concentrațiile cresc peste această limită.

Gradul de agresivitate față de conductibilitate depinde de asemenea și de greutatea moleculară a agentului agresiv respectiv de măsura în care acesta determină mobilitatea ionilor [3].

Indiferent de soluțiile constructive, elementul principal care decide asupra bunei funcționări a aparatajului electric îl constituie alegerea materialelor, tehnologia aplicată și procesele tehnologice care asigură rezistența la coroziune a unui aparat electric.

În măsura dezvoltării industriei din țara noastră, necesitatea cunoașterii unor scheme de izolație indicate pentru medii caracterizate prin agresivitate chimică se impune în mod evident, atît pentru instalații care funcționează în țară cît și pentru export.

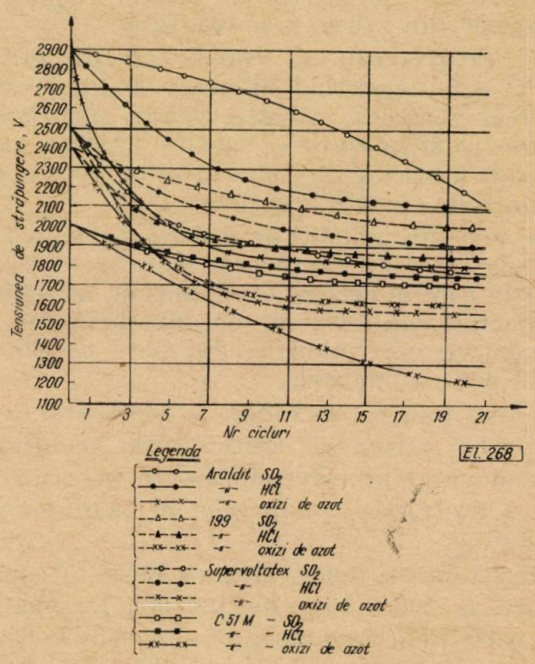


Fig. 1. Variația tensiunii de străpungere a bobinelor nebandajate în cele trei medii de încercare.

Lucrări efectuate

În acest scop ne-am propus o primă informare asupra comportării unei scheme simple de izolație (conductor emailat, lac de impregnare, bandă de înfășurare), în medii care au conținut trei agenți chimici:

— bioxid de sulf (SO_2);
— acid clorhidric (HCl);
— vapori de oxizi de azot (NO_2).

* Ing. *E. Pîrligras* este șef de laborator la I.C.P.E., Ing. *M. Teodorescu* este cercetător principal și *V. Curelea* este inginer la același institut, iar *C. Chivăran* este inginer principal la U.M.E.B.

Tabela 1

Agentul agresiv	Durata fazelor unui ciclu, ore	Temperatura aerului, °C	Conținutul de agent agresiv, %	
			inițial	final
Bioxid de sulf	8 inclusiv încălzire 16 inclusiv răcire	40±0,5 temperatura camerei	0,66 0	0,04 0
Acid clorhidric	8 inclusiv încălzire 16 inclusiv răcire	40±0,5 temperatura camerei	0,66 0	0,015 0
Oxizi de azot	8 inclusiv încălzire 16 inclusiv răcire	40±0,5 temperatura camerei	0,66 0	0,08 0

Ca epruvete s-au utilizat bobine tip VDE 36 ü, confecționate din :

— conductori de bobinaj ET, Ø 1 mm ;

— bandă de înfășurare din fire de sticlă impregnată ;

— lac de impregnare : C51—M, 199, epoxidic (Araldit Ly 556 cu întăritor HZ 978) și Supervoltatex 5281 EZ.

Lacul Supervoltatex 5281 EZ este un lac nou pe bază de rășini alchidice și fenolformaldehi-

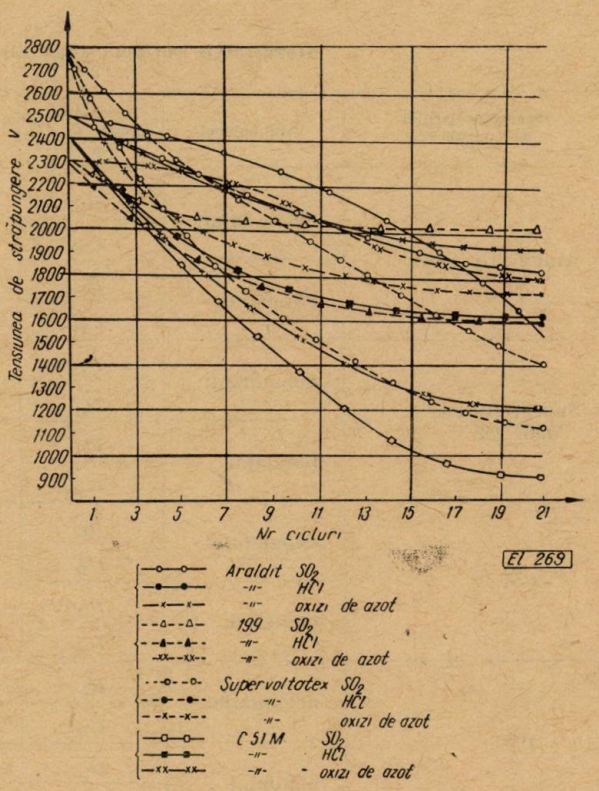


Fig. 2. Variația tensiunii de străpungere a bobinelor bandajate în cele trei medii de încercare.

Tabela 2

Rezultatele obținute după încercarea la acțiunea bioxidului de sulf

Denumirea lacului de impregnare	Felul bobinei	Parametrul încercat R_{iz}, Ω ; U_{st}, V	Valoarea inițială	Valorile rezistenței de izolație și ale tensiunii de străpungere după următoarele cicluri				
				1	7	13	16	21
Araldit Ly 556	nebandajat	R_{iz}	3.10^{11}	2.10^{11}	2.10^{11}	2.10^{11}	2.10^{11}	2.10^{11}
		U_{st}	2900	2800	2800	2100	2100	2100
	bandajat	R_{iz}	2.10^{11}	1.10^{11}	1.10^{11}	8.10^{10}	4.10^{10}	1.10^{11}
		U_{st}	2500	2500	2400	2300	1300	1500
Supervoltatex 5281	nebandajat	R_{iz}	8.10^{10}	4.10^{10}	5.10^{10}	4.10^{10}	5.10^{10}	6.10^{10}
		U_{st}	2500	2400	2000	1900	1800	1800
	bandajat	R_{iz}	7.10^{10}	3.10^{10}	4.10^{10}	3.10^{10}	4.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	2500	2500	2400	1900	1900	1400
C51-M	nebandajat	R_{iz}	1.10^{11}	7.10^{10}	5.10^{10}	4.10^{10}	4.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	2000	2000	2100	1200	1700	1700
	bandajat	R_{iz}	6.10^{10}	6.10^{10}	4.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{7}	2.10^{10}
		U_{st}	2400	2400	2000	1100	700	900
199	nebandajat	R_{iz}	10.10^{11}	4.10^{11}	5.10^{11}	1.10^{11}	2.10^{11}	5.10^{11}
		U_{st}	2400	2400	2200	2100	2000	2000
	bandajat	R_{iz}	2.10^{11}	2.10^{11}	4.10^{11}	4.10^{10}	3.10^{10}	6.10^{10}
		U_{st}	2300	2000	2400	2000	2000	2000

Observație : Valorile inițiale ale rezistenței de izolație și ale tensiunii de străpungere au fost aceleași în cazul celor trei medii agresive.

Tabela 3

Rezultatele obținute după încercarea la acțiunea acidului clorhidric

Denumirea lacului de impregnare	Felul bobinei	Parametrul încercat R_{iz}, Ω U_{st}, V	Valorile rezistenței de izolație și a tensiunii de străpungere după următoarele cicluri				
			1	7	12	17	21
Araldit Ly 556	nebandajate	R_{iz}	2.10^{11}	4.10^{11}	6.10^{11}	2.10^{11}	2.10^{11}
		U_{st}	2500	2500	—	2100	2100
	bandajat	R_{iz}	7.10^{10}	1.10^{11}	1.10^{10}	5.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	2500	1900	1900	2200	1900
Supervoltatex 5281 EZ	nebandajat	R_{iz}	7.10^{10}	7.10^{10}	3.10^{10}	3.10^{10}	3.10^{10}
		U_{st}	2200	2200	1900	2000	1900
	bandajat	R_{iz}	2.10^{11}	5.10^{10}	1.10^{10}	9.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	1600	—	1500	1200	1400
C51 M	nebandajat	R_{iz}	7.10^{10}	4.10^{10}	4.10^{10}	2.10^{10}	2.10^{10}
		U_{st}	2000	2100	1800	1800	1700
	bandajat	R_{iz}	2.10^{10}	5.10^{10}	1.10^{10}	9.10^{10}	5.10^{10}
		U_{st}	1600	2100	1500	1200	1200
199	nebandajat	R_{iz}	7.10^{10}	6.10^{10}	7.10^{10}	5.10^{10}	7.10^{10}
		U_{st}	2000	2000	2000	2000	1800
	bandajat	R_{iz}	4.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{10}	7.10^{10}
		U_{st}	2100	1800	—	1900	1600

Tabela 4

Rezultatele obținute la încercarea în mediu cu oxizi de azot

Denumirea lacului de impregnare	Felul bobinei	Parametrul încercat R_{iz}, Ω U_{st} V	Valorile rezistenței de izolație și a tensiunii de străpungere după următoarele cicluri			
			1	7	12	21
Araldit Ly 556	nebandajat	R_{iz}	3.10^{11}	3.10^{11}	2.10^{10}	3.10^{10}
		U_{st}	2900	1900	1400	1800
	bandajat	R_{iz}	2.10^{11}	2.10^{11}	4.10^{10}	5.10^{10}
		U_{st}	2500	2200	2000	1800
Supravoltatex 5281 EZ	nebandajat	R_{iz}	7.10^{10}	2.10^{10}	4.10^{10}	3.10^{10}
		U_{st}	2400	1600	1600	1600
	bandajat	R_{iz}	10.10^{10}	2.10^{10}	3.10^{10}	2.10^{10}
		U_{st}	2200	2000	1700	1700
C51-M	nebandajat	R_{iz}	5.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{10}
		U_{st}	2000	1500	1500	1200
	bandajat	R_{iz}	6.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{10}	2.10^{10}
		U_{st}	2300	1800	1800	1800
199	nebandajat	R_{iz}	1.10^{10}	3.10^{10}	1.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	1900	1700	1600	1600
	bandajat	R_{iz}	6.10^{10}	1.10^{10}	1.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	2200	2200	2000	1800

Tabela 5

Rezultatele comparative obținute la încercarea la căldură umedă și diferite medii agresive (după 21 cicluri)

Denumirea lacului de impregnare	Felul bobinei	Parametrul încercat R_{iz}, Ω U_{st} V	Valoarea rezistenței de izolație și a tensiunii de străpungere după 21 cicluri în:			
			cald-umed	bioxid sulf	acid clorhidreic	oxizi de azot
Araldit Ly 556	simple	R_{iz}	$5{,}5.10^{10}$	2.10^{11}	2.10^{11}	3.10^{10}
		U_{st}	1800	2100	2100	1800
	bandajate	R_{iz}	$2{,}5.10^{9}$	4.10^{10}	1.10^{11}	5.10^{10}
		U_{st}	2200	1500	1900	1800
Supervoltatex 5281 EZ	simple	R_{iz}	2.10^{10}	6.10^{10}	3.10^{10}	3.10^{10}
		U_{st}	2100	1800	1900	1600
	bandajate	R_{iz}	—	4.10^{10}	4.10^{10}	2.10^{10}
		U_{st}	—	1400	1100	1700
C51-M	simple	R_{iz}	4.10^{9}	4.10^{10}	2.10^{10}	3.10^{9}
		U_{st}	2200	1700	1700	1200
	bandajate	R_{iz}	4.10^{6}	2.10^{10}	5.10^{8}	2.10^{10}
		U_{st}	1600	900	1200	1600
199	simple	R_{iz}	$0{,}6.10^{10}$	5.10^{11}	7.10^{10}	4.10^{10}
		U_{st}	1800	2000	1800	1600
	bandajate	R_{iz}	$0{,}4.10^{9}$	6.10^{10}	7.10^{9}	4.10^{9}
		U_{st}	1700	2000	1600	1800

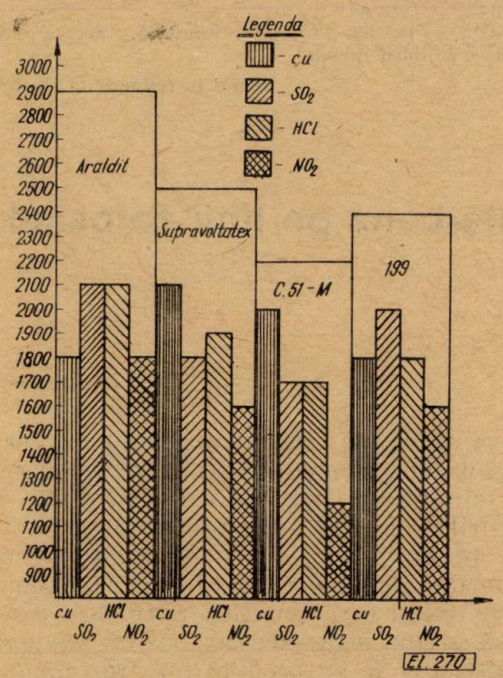


Fig. 3. Scăderea tensiunii de străpungere a bobinelor nebandajate după 21 cicluri, față de valoarea inițială.

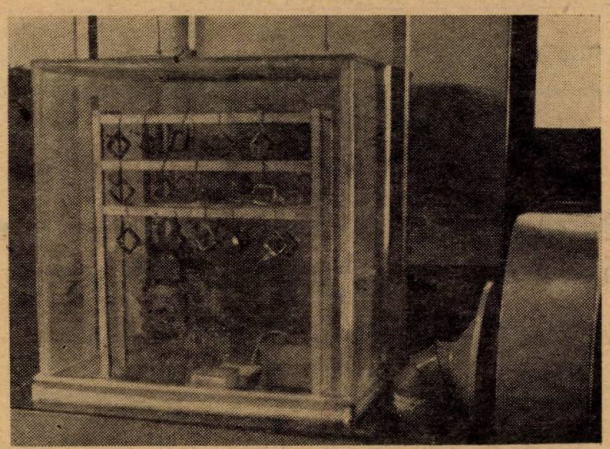


Fig. 4. Camera de încercare la acțiunea agenților chimici.

dice utilizat la impregnarea înfășurărilor atît în domeniul curenților tari cît și în acela al curenților slabi.

Încercarea bobinelor la acțiunea agenților chimici agresivi s-a executat conform DIN 50018 într-o instalație ca în figura 1 [4]. Dispozitivul constă dintr-o cameră cu un volum de aproximativ 0,75 m³. Pereții camerei sînt executați din plexiglas. Camera, fără placa de bază, se ridică cu ajutorul unui cablu și al unui sistem de scripeți. Etanșarea între placa de bază și pereții camerii se realizează cu soluție din același agent chimic care se află în atmosferă interioară în timpul încercării. Agenții chimici se introduc prin partea superioară cu ajutorul unui tub. Amestecul vaporilor de apă cu agenții chimici este asigurat de un motor amplasat în interiorul camerei. Evacuarea amestecului

se face cu ajutorul unui ventilator amplasat în exteriorul camerei și care comunică cu interiorul prin intermediul unui tub.

Condițiile sistemelor de izolație la acțiunea bioxidului de sulf, a acidului clorhidric și a oxizilor de azot sînt indicate în tabela 1.

Rezultatele încercărilor sînt indicate în tabelele 2, 3 și 4. Rezultatele comparative cu încercarea în mediu cald — umed [5] timp de 21 cicluri și în cele trei medii agresive sînt indicate în tabela 5.

Din tabelele 1, 2, 3, 4 și 5 și din figurile 1, 2 și 3 rezultă următoarele :

— dintre cele trei medii de încercare cel mai agresiv a fost mediul cu oxizi de azot (în cazul bobinelor nebandajate ;

— valoarea rezistenței de izolație în cazul bobinelor bandajate a scăzut cu un ordin de mărime ;

— faptul că toate lacurile de impregnare se comportă mai slab în cazul bobinelor bandajate, se explică prin formarea unei pelicule mai groase de lac de impregnare, deci o polimerizare mai puțin completă ceea ce poate favoriza reținerea apei în măsură mai mare ;

— dintre cele patru lacuri de impregnare încercate, cel mai slab la toate încercările s-a comportat lacul C51—M. Lacul supravoltatex EZ 5281 are o comportare similară cu lacurile Araldit Ly 556 și 199 din import ;

— scăderile tensiunii de străpungere în mediul cu oxizi de azot față de valoarea inițială au fost de peste 45% în cazul lacului C 51—M și sub 35% în cazul lacurilor 199, Araldit Ly 556 și Supravoltatex EZ 5281 (fig. 4) ;

— comparînd încercarea în mediu de căldură umedă cu încercarea în mediu cu oxizi de azot, după 21 de cicluri rezultă că valorile rezistenței de izolație și ale tensiunii de străpungere au fost aproximativ de același ordin de mărime ceea ce nu se poate explica decît prin umiditatea mai redusă în cazul mediului chimic. La umidități relative practic egale, ne-am fi așteptat la scăderi mai mari în cazul agresivității chimice adăugate.

Considerăm necesar ca încercările să se reia pe scheme de izolație mai complexe, ținînd seama că agresivități chimice se pot întîlni frecvent la aparatajul electric care lucrează în industria chimică, textilă, alimentară.

Bibliografie

[1] *Silko, G. I.* și *Menșhova, N. N.* Elecktriceskaia izoleațiia asinkoronih dvigatelei serii Д. In: Elecktrotehnica (URSS) **39**, nr. 3, 1968, p. 7—9.

[2] *Smyk, W.* Niektore zagadnienia technologiezne materialove w produkeja aparatovo elektrijeznych niskiego napiecia przeznaczonjch de parcy w przemyale chemioznym. In : Przeglad Elektrotechniczny (RPP) XL **111**, nr. 9, 1967, p. 383—396.

[3] *Bartakova, B.* și *Hranickova, B.* How chemical exalations affect electrical insulants. In : SNTL — Technical Digest (RSCS) 11, 1968. p. 730—733.

[4] DIN 50018 Beanspruchung im Schwitzwasser — Wechselklima mit schwefeldioxyhaltiger Atmosphäre (Gerät nach Kesternich).

[5] STAS 6745—63. Protecția climatică. Încercarea la acțiunea căldurii umede.

Intrat în redacție la 16. XII.1969

Măsurarea pierderilor prin efect Joule-Lenz pe linii folosind traductoare magnetorezistive

DAVID FRÄNKEL ȘI VALERIA LĂPUȘAN* — Timișoara

CZ 621.317.382.538.652

Pierderile de energie prin efect Joule-Lenz pe linia de transport trifazată au expresia :

$$W = R_l \int \sum_{k=1}^{3} I_k^2 \, dt,$$

unde I_k^2 este valoarea efectivă a curentului de linie, iar R_l este rezistența conductei de transport, aceeași pentru fiecare fază. Metodele cunoscute de măsurare a acestor pierderi presupun rezistența R_l constantă deci nu țin seama de variația ei cu temperatura. Măsurarea cu contoare de pierderi are precizie mică. Măsurarea cu multiplicatoare sau elemente patratice are desavantajul că, însumarea indicatorilor celor trei sau două elemente folosite în cazul nesimetriei curenților, implică dificultăți din cauza legăturilor galvanice existente între ele.

În prezenta lucrare se propune măsurarea pierderilor pe linie cu traductoare magnetorezistive avînd caracteristică patratică, care permit să se țină seama de variația cu temperatura a rezistenței R_l și totodată nu prezintă dificultăți la însumarea tensiunilor de ieșire.

Principiul de măsurare

Traductorul magnetorezistiv este compus dintr-o plăcuță — numită sondă — confecționată dintr-un material semiconductor de o mare mobilitate (In Sb sau In As) a cărei rezistență variază în cîmp magnetic patratic cu inducția

* Ing. *D. Fränkel* este conferențiar la Institutul politehnic din Timișoara, iar ing. *V. Lăpușan* lucrează la același institut.

magnetică, la valori relativ mici ale acesteia și din circuitul magnetic în întrefierul căruia este introdusă sonda. Expresia rezistenței sondei este :

$$R(B, \theta) = R(0, \theta)(1 + b B^2)$$

unde $R(B, \theta)$ este rezistența plăcuței plasată în cîmp magnetic uniform de inducție B nor-

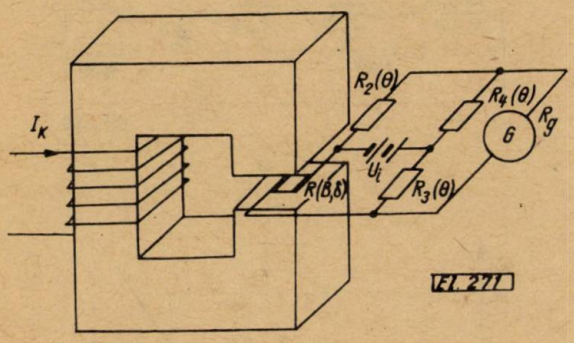


Fig. 1

mală pe plăcuță, la temperatura θ, iar $R(0, \theta)$ este rezistența ei la aceeași temperatură în lipsa inducției magnetice B.

Mărimea $3R_l I^2$ în cazul simetriei, se măsoară stabilind o proporționalitate între valoarea efectivă a inducției B a traductorului magnetorezistiv și valoarea efectivă a curentului I, $B = aI$, cu ajutorul unui circuit magnetic excitat de acest curent și avînd un întrefier în care se plasează sonda. Sonda se introduce într-unul din brațele unei punți de c.c. În aceste condiții, cu aparatul magnetoelectric din diagonala punții se măsoară tensiunea :

$$U = \gamma U_t R(0, \theta) I^2 \cdot f(R_2, R_3, R_4, R_g),$$

unde $\gamma = \frac{b}{a}$; $f(R_2, R_3, R_4, R_g)$ este o funcție a celorlalte rezistențe ale punții, iar U_t este tensiunea imprimată, constantă, a sursei de c.c. stabilizate. Realizînd o proporționalitate între $R(0, \theta) f(R_2, R_3, R_4, R_g)$ și rezistența R_l se obține proporționalitatea dorită între U și $R_l I^2$:

$$U = C R_l I^2,$$

unde :

$$C = \frac{\gamma U_t R(0, \theta) f(R_2, R_3, R_4, R_g)}{R_l}.$$

Pierderile de energie pe linie se măsoară integrînd printr-una din metodele cunoscute, tensiunea U din diagonala punții.

Deoarece între sondă și înfășurarea de excitație nu există legătură galvanică, la măsurarea pierderilor în cazul curenților de linie nesimetrici, se pot folosi trei circuite magnetice excitate cu cîte un curent de linie, cele trei sonde fiind introduse în serie în același braț al punții. Singura condiție de îndeplinit este ca pentru cele trei traductoare dependența variației rezistenței sondei de curentul I să fie aceeași. Această condiție poate fi însă îndeplinită ușor, chiar și în cazul cînd sondele nu sînt identice, alegînd potrivit numărul de spire al înfășurării de excitație sau legînd în paralel cu aceste înfășurări rezistențe R_k^* de valoare adecvată.

Schema măsurării pierderilor în ipoteza simetriei curenților

În cazul curenților de linie simetrici măsurarea se face cu un singur traductor potrivit schemei din figura 2. Sonda magnetorezistivă cu rezistența $R_1(B, \theta)$ este plasată în cîmpul magnetic de inducție B, proporțională cu curentul de linie I. Rezistența $R_2(\theta)$ este confecționată din același material semiconductor ca R_1 (de preferință In As deoarece rezistența acestuia variază puțin cu temperatura), dar nu este plasată în cîmp magnetic. Pentru simplitate se admite $R_1(0, \theta) = R_2(\theta)$. Rezistențele R_3 și R_4 sînt egale între ele și sînt constituite din cîte un termistor legat în serie cu o rezistență de manganin. Se alege $R_3 = R_4 = R >> R_2(\theta)$. Bobina de excitație N a circuitului se alimentează prin transformatorul de curent Tr.

Toate rezistențele punții se află la aceeași temperatură cu a conductorilor de linie. Puntea fiind echilibrată în absența inducției mag-

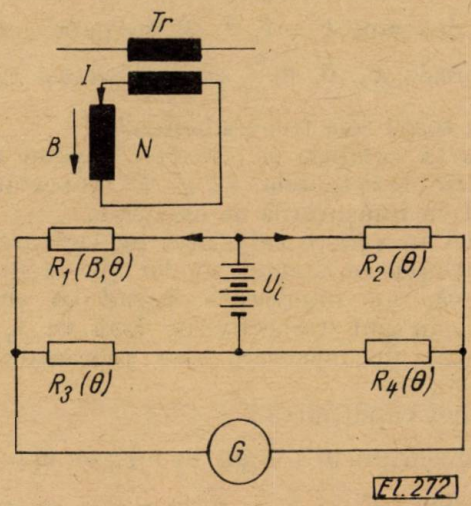


Fig. 2

netice, se obține pentru tensiunea de ieșire U, măsurată de galvanometru, expresia :

$$U = U_t \gamma \frac{R_1(0, \theta)}{R(\theta)} I^2.$$

Rezistența plăcuțelor de In As crește, iar rezistența R scade cu temperatura în intervalul $-30°C$ și $+40°C$. Se alege astfel caracteristica

rezistenței R, încît raportul $\frac{R_1(0,\theta)}{R(\theta)}$ să varieze la fel ca rezistența de linie $R_l(\theta)$:

$$\frac{R_1(0,\theta)}{R(\theta)} = \frac{R_1(0)}{R(0)}\varphi(\theta) = \beta\varphi(\theta)\cdot R_l(0) = \beta R_l(\theta).$$

În aceste condiții $U = \alpha I^2 R_l$, unde constanta $\alpha = \gamma \cdot \beta \cdot U_t$.

De menționat că în schemă se ține seamă numai de variația rezistenței de linie R_l cu temperatura mediului ambiant, nu și de cea provocată de efectul Joule Lenz dependent de I^2.

Schema măsurării pierderilor la rețea nesimetric încărcată

Schema de măsurare diferă de cea precedentă numai prin faptul că rezistența $R_1(B, \theta)$ este formată din rezistența a trei sonde magnetorezistive legate în serie aflate respectiv în cîmpuri magnetice avînd inducțiile:

$$B_k = a_k I_k,$$

unde:

$$k = 1, 2, 3.$$

Admițînd că rezistențele celor trei sonde au următoarele expresii în funcție de B:

$$R_{1k}(B, \theta) = R_{1k}(0, \theta)(1 + b_k B_k^2),$$

unde, din nou $k = 1, 2, 3$, se pune condiția ca expresia $R_k(0, \theta)\frac{b_k}{a_k^2}$ să aibă aceeași valoare pentru toate cele trei traductoare.

Această condiție se satisface reglînd corespunzător rezistențele R_2^* și R_3^* conectate în paralel cu înfășurările de excitație.

Avînd în vedere că relația de legătură dintre variația rezistenței sondei și curent este pătratică, nu interesează faptul că curenții i_2^* și i_3^* nu sînt respectiv în fază cu i_2 și i_3.

Schema de măsurare este reprezentată în figura 3.

Punînd condiția ca:

$$R_1(0, \theta) = R_{11}(0, \theta) + R_{12}(0, \theta) + R_{13}(0, \theta) = R_2(\theta)$$

și alegînd $R_3 = R_4 = R >> R_2$, se obține pentru tensiunea de ieșire U măsurată:

$$U = \alpha R_l (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2),$$

unde α are valoarea indicată mai înainte.

Rezultate experimentale

Măsurările s-au efectuat folosindu-se 3 miezuri de permalloy identice prevăzute cu întrefieruri de 1 mm. Sondele au fost confecționate din In Sb avînd $R_H = 2{,}55 \cdot 10^{-4} \mathrm{m^3/C}$ și $\sigma = 1{,}3 \cdot 10^4\ \Omega^{-1}\mathrm{m}^{-1}$.

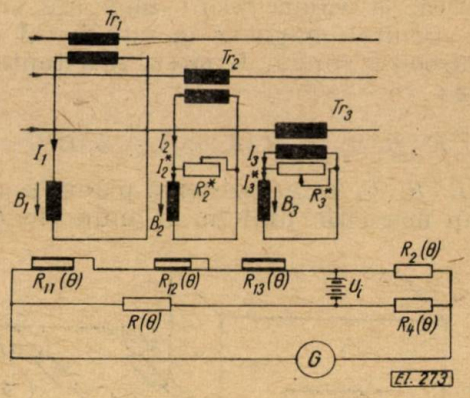


Fig. 3

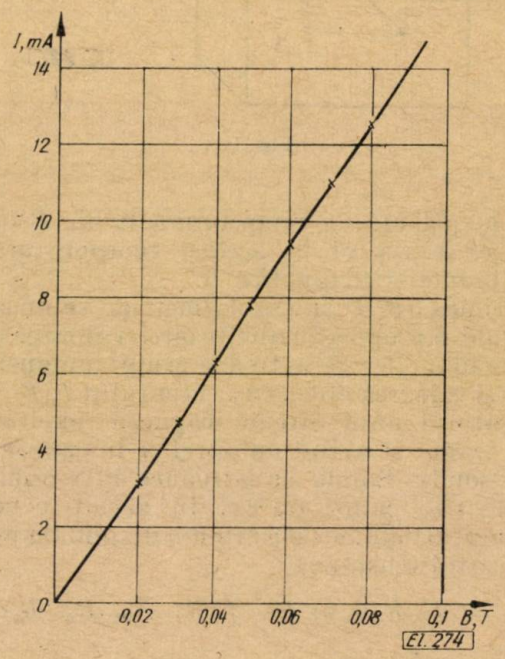


Fig. 4

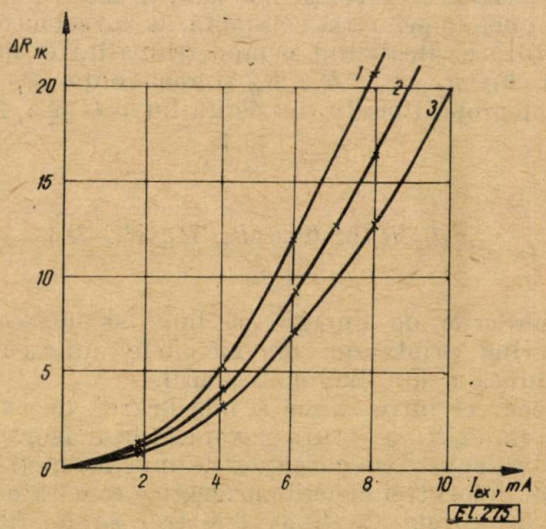


Fig. 5

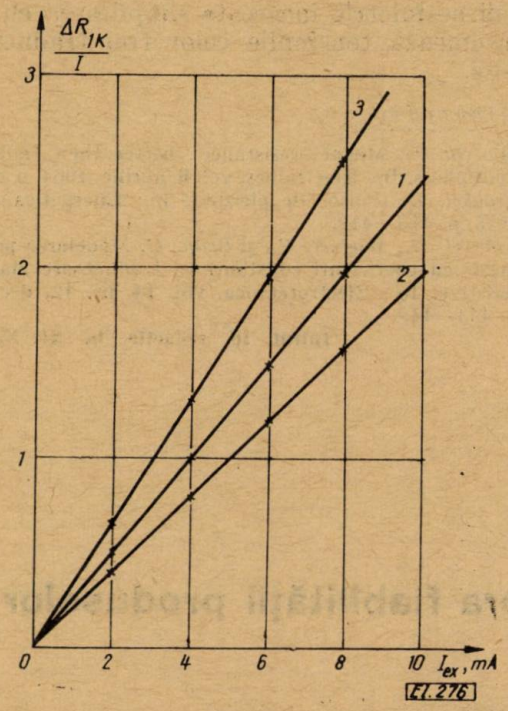


Fig. 6

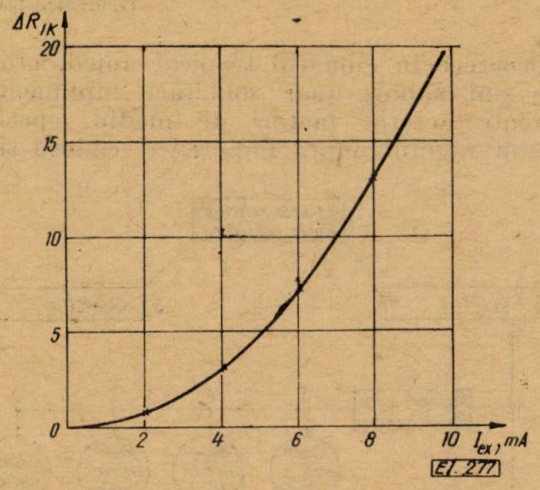


Fig. 7

Dimensiunile sondelor au fost 7,5 × 2,5 × × 0,32 mm.

Caracteristicile magnetice ale miezurilor ridicate cu ajutorul unui gaussmetru Hall Metra sînt identice pînă la inducția de 0,1 T și sînt redate în figura 4. Prin montaje în punte s-au ridicat experimental (în absența rezistențelor R^*_2 și R^*_3 din circuitul de excitație) curbele

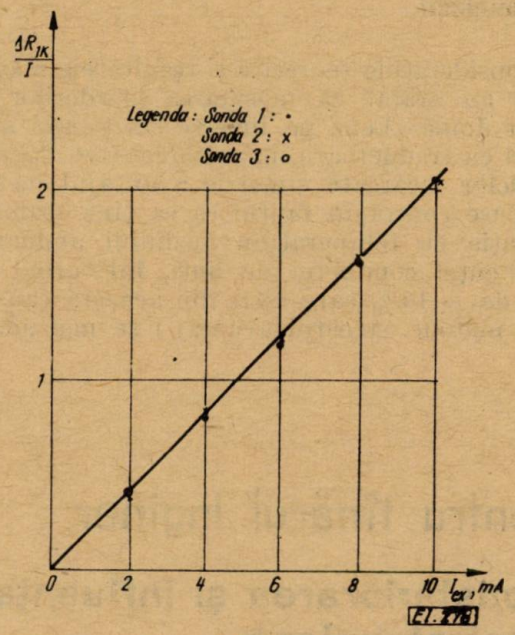


Fig. 8

Tabela 1

Sonda 1			Sonda 2			Sonda 3		
I_{1ex}, mA	α_g, div	α_g/I	I_{2ex}, mA	α_g, div	α_g/I	I_{3ex}, mA	α_g, div	α_g/I
2	0,8	0,8	2	0,8	0,4	2	0,8	0,4
4	3,2	0,8	4	3,2	0,8	4	3,2	0,8
6	7,2	1,2	6	7,2	1,2	6	7,1	1,18
8	13	1,62	8	13	1,62	8	13	1,62
10	20,5	2,05	10	20,5	2,05	10	20,5	2,05

$\Delta R_{1k}(B, \theta) = f(I)$, reprezentate în figura 5.

$\Delta R_{1k}(B, \theta) = R_{1k}(B, \theta) - R_{1k}(0, \theta) = f(I)$.

Pentru verificarea variației patratice, în figura 6 se dau și curbele $\dfrac{\Delta R_{1k}(B, \theta)}{I} = f(I)$.

Cu ajutorul rezistențelor R^*_2 și R^*_3 s-au obținut aluri practic identice pentru cele 3 curbe, reprezentate în figurile 7 și 8.

Rezultatele măsurărilor pentru cele trei traductoare, după adaptarea realizată cu rezistențele R^*_2 și R^*_3 sînt date în tabela 1. S-a obținut pentru mărimea αR_l, valoarea 9,6 V/A². Efectuînd apoi măsurări cu curenți trifazați nesimetrici s-au obținut rezultatele din tabela 2, cu erori sub 2%.

Tabela 2

Nr. crt.	I_1, mA	I_2, mA	I_3, mA	U măsurat			ΣI^2 (A^2)	$(\alpha R_l)_{med}$, V/A²	U calculat $= \alpha R_l \Sigma I^2$, V	erori, %
				C, V/div	α	U, V				
1	9,1	7	10		46	221.10^{-5}	232.10^{-6}	9,6	222.10^{-5}	+0,48
2	7,25	6	8	$9,6\times10^{-8}.500$	29,8	$143,5.10^{-5}$	152.10^{-6}	9,6	146.19^{-5}	+1,71
3	5,4	9	6		29,2	140.10^{-5}	$146,10^{-6}$	9,6	140.10^{-5}	0

Concluzii

Considerațiile teoretice și rezultatele măsurărilor au arătat că măsurarea pierderilor prin efect Joule—Lenz pe linie se efectuează avantajos cu traductoare magnetorezistive. În cazul rețelelor încărcate simetric avantajul metodei propuse constă în faptul că ea ține seama de variația cu temperatura mediului ambiant a rezistenței conductei de linie, înlăturînd erorile de $\pm 10\%$ care apar din această cauză la alte metode. Acestui avantaj i se mai adaugă la linii nesimetric încărcate simplitatea cu care se însumează tensiunile celor trei traductoare folosite.

Bibliografie

[1] *Sun Su Fo.* Magnetoresistance: better then Hall-effect multipliers. In: Electronics, vol. 6, aprilie, 1964, p. 66—70
[2] *Fränkel, D.* Contor de pierderi. In: Energetica, nr. 9, 1958, p. 416—419.
[3] *Fränkel, D., Wagner, E.,* și *Grün, U.* Modelarea polinoamelor cu coeficienți constanți cu traductoare magnetorezistive. In: Electrotehnica, vol. 14, nr. 12, dec 1966, p. 443—448.

Intrat în redacție la 21. X. 1969

Pentru tînărul inginer

Biodeteriorarea și influența sa asupra fiabilității produselor electrotehnice*

ION PITIȘ, VALENTINA LĂCĂTUȘU ȘI RODICA POLCOVNICU** — București

CZ 621.312.—75.004.4

Problema fiabilității produselor electrotehnice a constituit obiectul unor largi studii și cercetări în literatura de specialitate, rezolvarea ei avînd consecințe practice imediate [1].

Proiectarea produselor industriale destinate exploatării în zone cu climat deosebit, reclamă o serie de cunoștințe asupra unor factori care pot influența fiabilitatea dispozitivelor tehnice în timpul exploatării [2].

Siguranța în funcționare a dispozitivelor tehnice poate fi afectată și de acțiunea agenților biologici, în special de către microorganisme (mucegaiuri) [3], acțiunea acestora manifestîndu-se prin degradarea materialelor, respectiv modificarea proprietăților fizico-mecanice și a caracteristicilor electrice [4].

Astfel, în lucrările sale de fiabilitate G. V. Drujinin [5] situează agenții biologici printre acțiunile obiective care reduc siguranța în funcționare a produselor tehnice [fig. 1].

Din punct de vedere al biodeteriorării, agenții climatici, ca temperatura și umiditatea ridicată a aerului, au o deosebită importanță în dezvoltarea și agresivitatea agenților biologici, în special a microorganismelor. Din acest motiv o deosebită atenție se dă astăzi asigurării capacității produsului de a-și menține calitățile funcționale chiar și atunci cînd produsul este supus acțiunii distructive a factorilor de mediu arătați.

Deoarece în climatul tropical umed, produsele sînt supuse unor solicitări suplimentare aferente acestor factori de mediu, specifici acestor regiuni, lupta împotriva scăderii siguranței în funcționare datorită biodeteriorării nu se poate duce fără o cunoaștere amănunțită a acestor factori biologici [6]. Degradarea

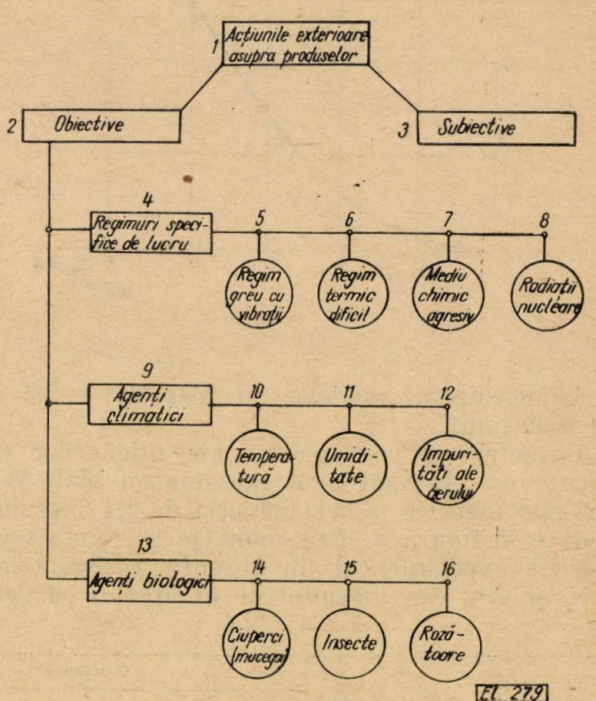


Fig. 1. Acțiunile care reduc fiabilitatea produselor tehnice în timpul exploatării lor.

* Prezentată la a XI-a Secțiune științifică a Institutului Politehnic — Cluj, 22—23 decembrie 1969.

** Dr. *I. Pitiș, V. Lăcătușu* și *R. Polcovnicu* lucrează la Laboratorul de cercetări biologice pentru protecția climatică, din I.C.P.E.

biologică a materialelor este întîlnită în cele mai diverse sectoare. Ea afectează atît materialele organice cît și cele anorganice ale pieselor, utilajelor și produselor industriale [7].

Agenții biologici care acționează în acest sens sînt diferiți. Cele mai mari pagube s-a constatat că sînt produse de microorganisme, respectiv de către bacterii și mucegaiuri. Nu mai puțin importante sînt degradările produse de insecte ca termite, viespi etc. Mamiferele rozătoare reprezintă și ele unul din agenții biologici distructivi. Accidente în funcționarea instalațiilor pot fi provocate și de alte feluri de animale.

Considerînd că dintre toți factorii biologici cele mai mari pagube le produc microorganismele și anume mucegaiurile, cercetările noastre au avut ca scop să stabilească :

— comportarea materialelor la acțiunea microorganismelor ;

— microorganismele (mucegaiurile) specifice materialelor ;

— metodele de încercare a rezistenței materialelor la mucegaiuri.

Pe baza cercetărilor efectuate de laboratorul nostru, completate cu observații din exploatare, s-a întocmit o tabelă a mucegaiurilor specifice materialelor pe care le atacă [tabela 1].

În general mucegaiurile au fiecare un substrat nutritiv optim pentru dezvoltarea lor. Totuși, materialele organice din care se fabrică produsele industriale, permit instalarea aceleiași specii pe materiale diferite, la aceasta contribuind atît prezența concomitentă a speciilor de diferite mucegaiuri cît și impurificarea suprafeței produselor, ceea ce favorizează dezvoltarea lor.

La produsele industriale, biodeteriorarea influențează parametrii de funcționare și poate compromite siguranța în funcționare a aparatelor electrice de măsurări și în general a tuturor aparatelor și dispozitivelor tehnice.

Degradările biologice observate de noi la diferite materiale s-au manifestat în felul următor.

a) Acoperirea suprafeței, provocată de dezvoltarea masivă de mucegaiuri, bacterii, muscinee, licheni, alge etc. In mediul marin cablurile pot fi deteriorate prin acoperirea lor cu crustacei sedentari, alge, moluște, viermi serpulizi ; greutatea acestor depuneri putînd provoca ruperea cablurilor [8]. Dezvoltarea mucegaiurilor pe suprafața materialelor electroizolante ca și starea de umiditate ridicată întreținută de aceste mucegaiuri, precum și schimbările de pH provocate de produșii de excreție metabolici, determină modificarea proprietăților electrice ale materialelor.

Conținutul celulelor de mucegai cuprinde multă apă care împreună cu sărurile de sodiu, fosfor, magneziu și altele, formează electroliți electroconductori. Din această cauză miceliul mucegaiurilor care se dezvoltă pe materialele

Tabela 1

Mucegaiuri caracteristice diverselor materiale

Materialul	Specii caracteristice materialului	Alte specii
Materiale plastice	Aspergillus niger Aspergillus Tamarii Penicillium camerunense Acrostalagmus Koningi Lentinus tigrinus Coriolus versicolor Gyrophana lacrymans	Aspergillus versicolor Aspergillus nidulans Penicillium brevicompactum Cladosporium herbarum Neurospora sitophila Memnoniella echinata Thielaviopsis paradoxa
Textile vegetale	Aspergillus niger Aspergillus Tamarii Aspergillus nidulans Penicillium camerunense Cladosporium herbarum Chaetomium globosum Scopulariopsis brevicaulis Gyrophana lacrymans Stachybotris atra Myrothecium verrucaria	Aspergillus versicolor Aspergillus flavus Neurospora sitophila Trichoderma viride Memnoniella echinata Acrostalagmus Koningi
Hîrtie carton	Aspergillus Tamarii Aspergillus nidulans Acrostalagmus Koningi Neurospora sitophila Cladosporium herbarum Chaetomium globosum Stachybotris atra Myrothecium verrucaria Coriolus versicolor Gyrophana lacrymans Lentinus tigrinus Sepedonium chartarum	
Lemn	Lentinus tigrinus Coriolus versicolor Gyrophana lacrymans	Acrostalagmus Koningi Thielaviopsis paradoxa
Vopsele	Aspergillus niger Aspergillus Tamarii Cladosporium herbarum Gyrophana lacrymans	Aspergillus versicolor Aspergillus nidulans Aspergillus fumigatus Penicillium camerunense Chaetomium globosum Neurospora sitophila Acrostalagmus koningi Pullularia pululans Scopulariopsis brevicaulis Lentinus tigrinus Coriolus versicolor
Piele	Aspergillus niger Aspergillus ruber Paecilomyces varioti	
Cauciuc	Actinomyces Fusarium	Aspergillus niger Aspergillus fumigatus Trichoderma viride
Metale	Aspergillus niger Aspergillus Tamarii	Penicilium camerunense Scopulariopsis brevicaulis
Bitumuri	Aspergillus niger Aspergillus fumigatus Penicillium cyclopium Cladosporium herbarum Aspergillus versicolor	

electroizolante poate înrăutăți rezistivitatea de suprafață și în multe cazuri reducînd-o la zero.

b) O altă categorie de degradări sînt degradările mecanice, determinate prin folosirea de către agenții biologici a materialului ca hrană sau prin înlăturarea lui ca obstacol, ori prin utilizarea lui ca adăpost.

Deteriorarea lemnului de către carii, atacarea lui de ciupercile lignifore, sînt exemple

Fig. 2. Cap de bobină auto din bachelită cu umplutură organică (făină de lemn). Nu a rezistat la mucegai.

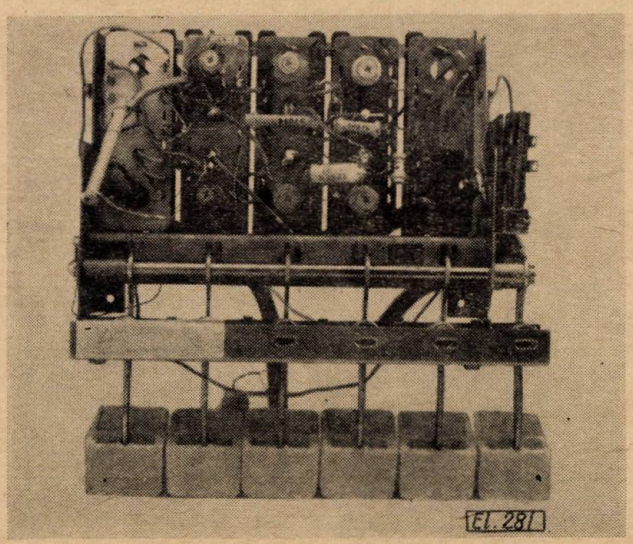


Fig. 3. Claviatură cu bloc schimbător de unde pentru aparat de radio, cu etajul de lungime de undă. Degradat de mucegai.

curente de distrugere mecanică, iar în țările tropicale este frecventă distrugerea de către termite a conductelor îngropate, atunci cînd acestea constituie un obstacol în calea lor. De asemenea unele insecte și rozătoare mănîncă izolația electrică a cablurilor, scoțînd aparatele din funcție.

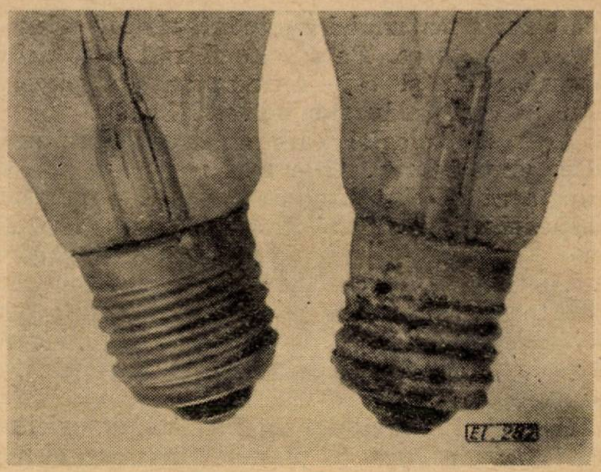


Fig. 4. Dulii metalice de becuri, corodate de mucegai în timpul depozitării.

c) O a treia categorie de degradări o reprezintă degradarea biochimică, consecință a produselor de metabolism care determină o alterare chimică, respectiv coroziune sau alterarea culorii, ori schimbări în constituția materialului (cazul provocat de bacteriile sulfatoreductoare, unele mucegaiuri etc). Mucegaiul atacă compozițiile organice ale elementelor instalațiilor electrice, distrugînd materialul plastic, în special izolația de PVC [9], cauciuc, polietilenă sau textile celulozice ori sintetice. Mucegaiul atacă materialul la suprafață, dar poate pătrunde și în adîncime, această acțiune avînd drept consecință străpungerea izolației electrice.

În fabricarea produselor electrotehnice se folosește o gamă variată de materiale pentru diferitele piese ale aparatelor, conductorilor electrici, subansamblurilor, suporților, ca și pentru ambalajele respective.

Importanța biodegradării asupra siguranței în funcționare a produselor electrotehnice a fost verificată experimental de noi în laborator, efectul agenților biologici (mucegai), fiind evident asupra pieselor și componentelor încercate [fig. 2—5]. Rezultatele obținute în încercările laboratorului nostru și literatura de specialitate [10] asupra diferitelor materiale sînt sintetizate în tabelele 2 și 3 (materialele plastice au fost încercate conform STAS 7574—66, cele textile conform normei climatice de verificare 60—1 din 1970 a ICPE; materialele au fost încercate conform STAS 7574—66 pentru determinarea rezistenței la acțiunea mucegaiului).

Experiența de pînă acum a laboratorului a arătat că rezultatele obținute sînt valabile numai pentru materialul, respectiv sortul încercat. Orice schimbare a tehnologiei de fabricație ori a compoziției și a recepturii materialului, impune o nouă verificare a lui.

În problema biodeteriorării, concepția modernă de protecție micologică este aceea de a folosi la fabricarea produselor industriale numai

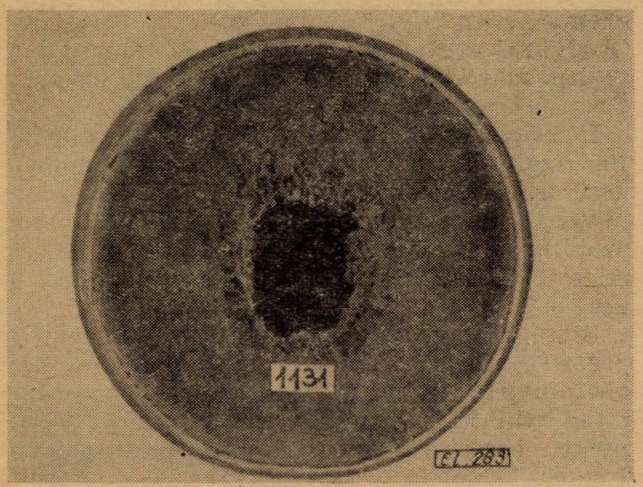


Fig. 5. Cauciuc fungicizat, rezistent la mucegai.

materiale verificate ca fiind rezistente la mucegai și numai în lipsa lor materiale fungicizate. Acest lucru presupune studii și încercări pentru stabilirea comportării micologice a fiecărui material și variantă a lui și alegerea celor corespunzătoare. Încercările reclamă metodici pentru fiecare sort de material în parte, deci studii susținute pentru punerea la punct a metodicelor și apoi pentru verificarea materialelor.

Cu toată diversitatea materialelor folosite de industria construcțiilor de mașini și de aceea electrotehnică, pînă acum nu s-au putut elabora standarde climatice pentru încercarea la mucegai decît pentru materiale plastice, pentru piese și echipamente electronice, lemn (tabela 4). Lipsesc metodicele proprii pentru încercarea cauciucului, a pieselor echipamentului electrotehnic al LDE, al autocamioanelor, al autoturismelor, pentru țesăturile textile celulozice naturale și artificiale.

Dintre materialele organice, majoritatea reclamă fungicizarea lor pentru ca să poată fi

Tabela 2

Comportarea diferitelor materiale la atacul mucegaiului

Materialul	Rezistent	Atacat
Piele tăbăcită		+
Textile celulozice (bumbac, in)		+
Materiale celulozice (lemn, carton, hîrtii)		+
Policlorură de vinil ca atare	+	
PVC plastifiat cu dioctilftalat	+	
PVC plastifiat dibutil sebacat		+
PVC plastifiat dibutil ftalat		+
PVC plastifiat tricrezilfosfat	+	
Polietilenă	+	
Polistiren	+	
Bachelite cu praf de mică	+	
Bachelită cu praf de cuarț	+	
Bachelită cu făină de lemn		+
Poliamide		+
Rășini fenolformaldehidice		+
Rășini melaminoformaldehidice		+
Rășini ureoformaldehidice	+	
Rășini epoxi	+	
Azbest	+	
Mica	+	
Sticla	+	

Tabela 3

Rezistența la mucegaiuri a unor tipuri de cauciuc

Materialul	Comportarea la acțiunea mucegaiurilor
I. Cauciuc natural	rezistență slabă
II. Elastomeri sintetici :	
— copolimeri butadieni-stiren GR-S (tip Buna-S, Butapren-S etc.)	rezistență mediocră
— copolimeri butadien acrilonitril GR-A (tip Buna N, Perbunan)	rezistență mai bună ca la cel precedent
— polimeri izobutilen (Vistanex)	rezistență variabilă după formulă
— copolimeri izobutiliden-diolefin GR-I, cauciuc butil	rezistență în general bună
— policloropren GR-M-Neopren	rezistență în general foarte bună
— polisulfide organice — tiocoluri	rezistență bună în climatele noastre ; rezistență rea în climate tropicale
— cauciuc organo-siliconic	rezistență bună

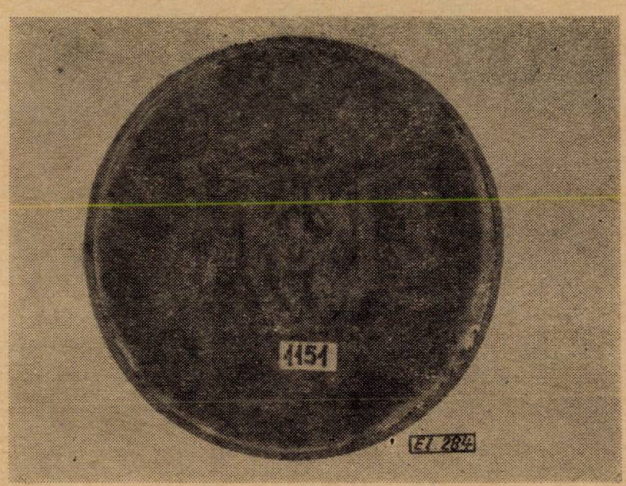


Fig. 6. Cauciuc nefungicizat, atacat de mucegai.

Tabela 4

Metode de verificarea rezistenței materialelor și pieselor la acțiunea mucegaiurilor și la acțiunea microorganismelor solului, elaborate de ICPE

Indicativul	Denumirea metodei
STAS 6743—63	— protecția climatică — încercarea la acțiunea mucegaiurilor
STAS 7093—64	— protecția climatică — încercarea la acțiunea microorganismelor solului
STAS 7574—66	— materiale plastice — determinarea rezistenței la acțiunea mucegaiului
STAS 8022—67	— lemn, determinarea eficacității antiseptizării împotriva mucegăirii
STAS poz. plan 113/69	— încercări fundamentale climatice și mecanice pentru piese și echipamente electronice, încercarea la mucegai — metode de încercare
NCV ICPE 60—1 1970	— normă de protecție climatică, textile, determinarea rezistenței textilelor celulozice naturale sau artificiale la mucegai
NCT ICPE 62—3 1970	— normă de protecție climatică. Încercarea micologică a vopselelor și lacurilor electroizolante de acoperire și impregnare

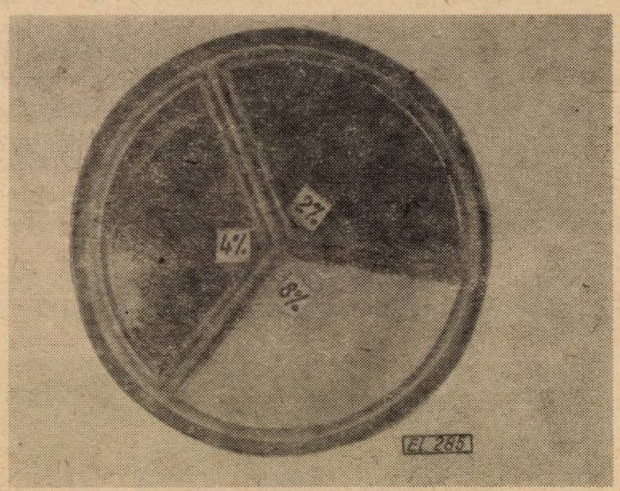


Fig. 7. Metodă de determinarea concentrației minime de fungicid care să reziste acțiunii mucegaiului: Procentul de 2% este insuficient, permite dezvoltarea mucegaiului; 4% inhibă parțial dezvoltarea mucegaiului; 8% este optim, nu permite dezvoltarea mucegaiului.

rezistente la mucegai [11], [12]. Eficiența protecției prin fungicizare a unora din materialele organice folosite în industria electrotehnică o exemplificăm (fig. 5) cu un cauciuc fungicizat (FARTEC — Brașov) rezistent la mucegai și același material netratat cu fungicid, care nu a rezistat la mucegai (fig. 6).

Folosirea fungicidelor este o operație dificilă. Pe lîngă determinarea concentrației minime necesare materialului pentru a-i asigura rezistența la mucegaiuri (fig. 7) există totdeauna problema deformării caracteristicilor fizico-chimice și electrice ale lui prin adăugarea acestui fungicid.

Studiile privitoare la degradarea biologică și protecția materialelor și a produselor industriale împotriva ei au fost inițiate și efectuate de către I.C.P.E. în ultimii 10 ani, în cadrul Secției pentru cercetarea calității produselor electrotehnice.

Ele s-au făcut în special asupra materialelor utilizate în industria electrotehnică, domeniu în care agresivitatea agenților biologici și în special a mucegaiului poate merge pînă la compromiterea siguranței în funcționare a aparatelor.

Bibliografie

[1] Al 2-lea Seminar tehnico-științific privind siguranța în funcționare (fiabilitate) a echipamentelor electrotehnice — București, 16—17 decembrie 1967. (Culegere de referate—C.N.I.T.).

[2] *Bazovski Igor.* Fiabilité. Théorie et pratique de la sûreté de fonctionnement (trad. din lb. engleză). Paris, Ed. Dunod, 1966.

[3] *Astafiev, A. V.* Okrujaiușceaia sreda i nadejnosti radiotehniceskoi apparaturî. Moscova — Leningrad, Energhiia, 1965.

[4] *Pitiș, I., Antoniu, M.* Influența ciupercilor asupra rezistenței electrice de suprafață. În : Lucrări ICET, vol. III, 1962, p. 249—256.

[5] *Drujinin, G. V.* Nadejnosti sistem avtomatiki. (Ediția a 2-a prelucrată și adăugită). Moscova, Izdatelstvo Energhia, 1967.

[6] *Richtera, M., Bartakova, B.* Tropikalizația elektrooborudovania. Moscova, Gosenergoizdat, 1962.

[7] *Blahnik, R., Zanova, V.* Mikrobialni koroze. Praga, Ed. Statni Nakladatelstvi Technicke Literatury, 1963.

[8] *Pitiș, I., Lăcătușu, V.* Contribuții la cunoașterea organismelor fulingului care pot acoperi suprafețele submerse ale construcțiilor portuare. În : Lucrările Simpozionului „Protecția anticorosivă a construcțiilor" din sept 1968, INCERC, Constanța, p. 6—7.

[9] *Pitiș, I.* Essais sur la résistance des PVC aux microorganismes du sol. În : Industries des Plastiques Modernes, Paris, mai, 1964, p. 109,

[10] *D'Ogny, F.* și *Payen, B.* La déterioration biologique des matières plastiques. În : Peintures, pigments, vernis vol. 45, nr. 4, 1969, p. 265.

[11] *Pitiș, I., Antoniu, M.* Acțiunea ciupercilor și efectul fungicidelor în protecția climatică. În : Lucrări I.C.E.T., vol. III, 1962, p. 231—248.

[12] *Pitiș, I., Lăcătușu, V.* și *Stan, A.* Contribuții la studiul fungicizării bachelitelor de uz electrotehnic. În : Lucrări I.C.P.E. nr. 19, 1968, p. 97—102.

Intrat în redacție la 20.I.1970

Din activitatea de cercetare

Metoda diferențială de măsurare a pierderilor în probe feromagnetice mici

MARDARIE SOROHAN ȘI LEONARD BOGHIAN * — Iași

CZ 621.317.431.083.6

O caracteristică importantă a oțelurilor electrotehnice este pierderea de energie la magnetizare, aceasta reprezentînd energia cheltuită în unitatea de timp pentru magnetizarea unității de masă într-un cîmp alternativ. Pierderile de energie se datoresc fenomenului de histerezis care determină pierderile prin histerezis, curenților Foucault care determină pierderile Foucault, și fenomenelor de viscozitate magnetică și altor procese care determină pierderile suplimentare.

Legat de necesitatea obținerii unor oțeluri electrotehnice cu pierderi cît mai mici, Institutul de Cercetări Metalurgice din București întreprinde studii vizînd stabilirea unor procedee optime de fabricație a tolelor de transformatori la noi în țară. Pentru efectuarea de măsurători asupra unor mărimi electrice și magnetice, cît și a pierderilor de energie la magnetizare a tolelor, ICEM a încheiat o convenție de colaborare cu Catedra de Electricitate a Facultății de Fizică, Universitatea Iași.

În efectuarea măsurătorilor dificultatea principală s-a întîmpinat la determinarea pierderilor totale de energie. Cantitatea de material mică (zeci de grame) ce putea fi obținută, făcea inaplicabile metodele clasice de măsură a pierderilor (Epstein, Ferometre) [1]. Metodele bazate pe oscilografierea curbei de magnetizare în regim alternativ (Ferrotester) se dovedesc a fi de mică percizie. Deoarece energia cheltuită la magnetizare se transformă în căldură, aceasta s-ar putea măsura calorimetric, dar la dificultățile cunoscute ale acestei metode se adaugă necesitatea cunoașterii căldurii specifice a substanței feromagnetice studiate. Dificultățile legate de pierderile de căldură au fost înlăturate prin utilizarea unei metode calorimetrice diferențiale [2], dar influența căldurilor specifice diferite a probelor din cele două calorimetre ridică eroarea de măsură a pierderilor la 8 %, efectuarea măsurătorilor putîndu-se face după 0,5 — 2 ore de la introducerea probelor în calorimetru.

Pe același principiu a fost realizată o instalație calorimetrică, pentru studiul proprietăților feritelor, cu precizie mărită [3].

Pentru măsura pierderilor de energie în probe feromagnetice mici sub formă de tole s-a recurs la o metodă diferențială ce înlătură dificultatea legată de influența căldurilor specifice diferite a probelor de studiat față de cea a probei de compensare, înlătură circuitul pentru curentul de compensare și prezintă avantajul că circuitul pentru obținerea cîmpului magnetizant nu trebuie realizat pentru fiecare probă în parte.

Descrierea metodei

Principial, metoda constă în următoarele: două probe identice situate în condiții termice identice, sînt încălzite: una datorită pierderilor de energie la magnetizare într-un cîmp alternativ, cealaltă prin efectul Joule produs la trecerea unui curent continuu chiar prin probă. Egalitatea temperaturilor, indicată de un termocuplu, arată egalitatea puterilor disipate în unitatea de masă în cele două probe. Cunoscînd energia transformată în căldură prin efect Joule se pot determina pierderile de energie ce au loc la magnetizarea probei situată în cîmp alternativ.

Pentru realizarea identității condițiilor termice, s-a asigurat: identitatea celor două sisteme A și B (fig. 1) în care sînt situate probele,

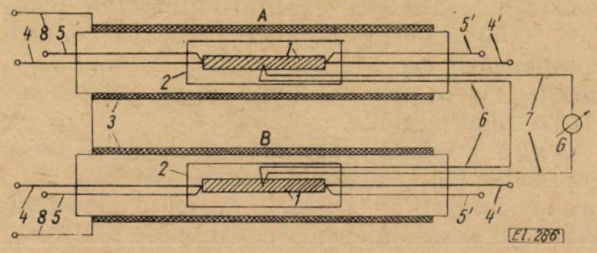


Fig. 1. Schema dispozitivului experimental:
1 — proba de Fe-Si; *2* — cilindri izolatori; *3* — cilindri izolatori pe care s-au bobinat solenoizii magnetizanți; *4* și *4'* — conductori pentru curent continuu, ∅ 1 mm; *5* și *5'* — fire pentru tensiune ∅ 1 mm; *6* — fir de conductori pentru curent alternativ; *G* — galvanometru.

identitatea formelor geometrice și proprietăților magnetice ale probelor. În plus, bobinajul bifilar permite obținerea unui cîmp $H \neq 0$ într-o bobină, și $H = 0$ în cealaltă bobină, deși ele sînt parcurse de același curent alternativ.

* Dr. *M. Sorohan* este conferențiar, iar *L. Boghian* este asistent stagiar la Facultatea de fizică a Universității Al. I. Cuza din Iași

Probele sînt protejate de curenții de aer prin doi cilindri coaxiali, din material izolant, inchiși la ambele capete. Conductorii de legătură prin care trece curentul continuu au o secțiune suficientă pentru a nu degaja căldură, produsă prin efect Joule la trecerea curentului continuu, dar nu prea mare încît să preia o cantitate mare de căldură de la proba studiată.

Date tehnice și rezultate experimentale

Realizarea dispozitivului experimental a avut drept scop măsurarea pierderilor la magnetizare a tolelor de fier silicios (aliaj de Fe cu 3% siliciu) cu dimensiunile de : 170 × 10 × 0,35 mm și masa de aproximativ 4,4 g. Cilindrii izolatori 2 și 3 (fig. 1) au lungimile de : 250 mm, și 700 mm, iar diametrele de 70 mm, și respectiv 125 mm. Dimensiunile bobinelor asigură o uniformitate a cîmpului magnetic cu o eroare sub 1 % pe toată lungimea probei. S-a utilizat termocuplul cupru-constantan și un galvanometru avînd constanta de tensiune 0,05 μV/mm/m ce permite evidențierea diferențelor de temperatură de $1 \cdot 10^{-3}$°C. Modificarea diferită a temperaturii bornelor galvanometrului — ce ar putea da naștere la tensiuni termoelectromotoare la contactul bornă-fir de cupru — este mult micșorată prin introducerea galvanometrului într-o incintă termoizolatoare. Pierderile de energie au fost măsurate la inducțiile de 1 T și 1,5 T.

Erorile ce intervin în cadrul metodei rezultă din formula de calcul a pierderilor la magnetizare :

$$P = \frac{R I^2}{m},$$

unde: R este rezistența electrică a probei;
I — valoarea curentului ce străbate proba;
m — masa probei.

Pentru probe cu pierderi de 1,2 W/kg la o inducție de 1 T, puterea consumată în probă este de $5,3 \times 10^{-3}$ W, pentru $I = 0,50$ A. Se constată realizarea egalității puterilor pentru $I = [0,50 \pm 0,01]$ A încît eroarea datorită compensării este de 4 %. Masa probei se cunoaște cu o precizie bună încît introduce o eroare neglijabilă.

O altă sursă de erori este cea datorită termocuplurilor care absorb diferit căldura de la probe, unul fiind încălzit datorită pierderilor Foucault și suplimentare ce au loc în el deoarece se află în cîmp magnetic alternativ, pe cînd celălalt nu se află în cîmp magnetic. Citirile se fac într-un timp suficient pentru transmisia căldurii pe întreaga secțiune a probelor, încît se poate considera că eroarea introdusă este determinată în primul rînd de raportul secțiunilor firelor termocuplului și a probei, căldurile lor specifice fiind comparabile. Utilizînd fire de cupru și constantan de 0,2 mm diametru, rezultă eroarea sistematică datorită termocuplurilor de maximum 2 %.

Circuitul magnetic al probei fiind deschis, apare un cîmp demagnetizant ce are ca efect neuniformizarea inducției magnetice de-a lungul probei, aceasta fiind maximă la mijloc și minimă la capete. Utilizînd o bobină sondă distribuită uniform de-a lungul probei se poate măsura valoarea medie a inducției în probă. Considerînd pierderile în probă proporționale cu pătratul inducției [4] putem calcula valoarea pierderilor. Trasînd curba de variație a inducției de-a lungul probei, se poate obține curba de variație a pierderilor de-a lungul probei, a cărei valoare medie diferă de cea calculată cu 1 % cel mult.

Eroarea datorită neidentității sistemelor se poate aprecia schimbînd probele între ele. Experimental se constată că această eroare este neglijabilă pentru dispozitivul realizat, încît eroarea totală transmisă asupra rezultatelor măsurătorilor de pierderi nu poate depăși 7 %.

Durata măsurătorilor este determinată de timpul necesar egalizării temperaturilor celor două probe și durează circa 30 minute, compensarea putîndu-se realiza în două-trei minute.

Concluzii

Metoda diferențială expusă înlătură o serie de dificultăți întîlnite în cazul metodelor calorimetrice. Astfel se înlătură dificultatea legată de neidentitatea căldurii specifice a probei de măsurat cu cea a probei de compensare, se înlătură circuitul pentru curentul de compensare și nu mai este necesară realizarea circuitului magnetizant pentru fiecare probă în parte.

Dispozitivul experimental realizat permite măsurarea pierderilor de energie la magnetizare în probe feromagnetice relativ mici (4—5g) sub formă de tole, cu o eroare de maximum 7 %, durata măsurătorilor fiind redusă datorită căldurii specifice mai mici a aerului față de lichidele folosite de metodele calorimetrice. Valoarea medie a pierderilor obținută pentru un număr de probe comparată cu pierderile măsurate pe un pachet de tole la dispozitivul Epstein concordă în limita erorilor celor două metode.

Utilizată pentru a compara pierderile a două probe, metoda permite evidențierea unor variații de 2—3 % a pierderilor totale în probă, ceea ce este esențial atunci cînd se urmărește îmbunătățirea calității lor.

Bibliografie

[1] *Drujinin, V. V.* Magnitnîe svoistva electrotehnicescoi stali, Moscova, Gosenergoizdat, 1962.
[2] *Karpenko, V. P.* Calorimetriceschii metod izmerenia poteri v ferromagnitnîh materialah. In : Voprosî magnitnîh izmerenii, 1959 p. 96.
[3] *Ionescu Bujor, A.* Metodă calorimetrică de determinare a pierderilor de remagnetizare în materiale feromagnetice. În : Metrologia aplicată, vol. **12**, nr. 7, 1965, p. 369.
[4] *Tulovan, V.* Introducere în măsurări electrice și magnetice. București, Ed. Didactică și Pedagogică, 1962.

Intrat în redacție la 12.VI.1969

RECENZII

HYVÄRINEN LASSI. **Modelarea matematică a proceselor industriale** (Mathematical modeling for industrial processes). Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1970, 122 pag.

Această lucare reuşeşte să umple, dacă nu în totalitate, măcar în parte, un gol de mult resimţit în literatura de specialitate privind elaborarea modelelor matematice ale proceselor industriale, modele care astăzi sînt destinate evident a fi prelucrate cu ajutorul calculatoarelor digitale. Lucrarea apare într-o colecţie : „Cercetarea operaţională şi matematica sistemelor". Economie, calculatoare, informatică, reglare". Lucrarea are la bază o serie de prelegeri prezentate de autor la „IBM System Research Institute (ESRI)", la Geneva, în cursul anilor 1967—1969 şi care se refereau la proiectarea şi programarea sistemelor de calcul pentru reglarea şi conducerea proceselor industriale.

Scopul, declarat de autor, al acestei lucrări este acela de a da o viziune de ansamblu asupra diferitelor procedee de elaborare a modelelor care descriu comportarea proceselor. Ea nu acoperă probleme ca : teoria reglării, stabilitatea sistemelor, colectarea datelor sau problema de aparatură, dar unele aspecte privind colectarea şi proiectarea experimentelor sînt atinse.

Cititorul este avizat că trebuie să aibă cunoştinţe de teoria probabilităţilor şi statistică matematică. De asemenea autorul mai avizează asupra faptului că adeseori nu face distincţie între parametri şi eşantioane, deoarece în practică calculatorul colectează mulţimea de date care consistă dintr-un mare număr de eşantioane, diferenţa dintre cele două tipuri de date fiind nesemnificativă.

Lucrarea este împărţită în 7 capitole : cap. 1 „Concepte de bază", se ocupă de problemele de clarificare a modelelor, şi a proceselor şi de clasificarea parametrilor şi variabilelor proceselor; cap. 2, intitulat „Optimizarea modelelor", se preocupă de „proiectarea" aşa-numittei funcţii-obiectiv (care leagă costurile fixe, costurile variabile, totalul veniturilor şi factorii de calitate); cap. 3 „Metode de investigaţie optimă", descrie aceste metode de investigaţie, care sînt de două feluri : investigaţie simultană şi investigaţie secvenţială (ambele pentru una sau mai multe variabile); cap. 4 „Proiectarea experimentelor", se ocupă cu probleme ca : reproducerea experimentelor (prin experiment autorul înţelege noţiunea de măsurare), blocul experimentelor şi probabilizarea acestora; în cap. 5 „Analiza covarianţei dinamice" se prezintă modelele dinamice, condiţiile finale şi identificarea unui model liniar (de una sau mai multe variabile); în cap. 6 „Analiza principalelor componente", găsim tratate o serie de probleme ca : reducerea numărului de variabile, coordonate ortogonale, axe cu proprietăţi staţionare, valori şi vectori proprii, exemple numerice (privind analiza principalelor componente, identificarea şi stabilitatea modelelor) şi variabile de performanţă ; ultimul capitol, cap. 7 „Analiza regresiei", examinează problema alegerii modelului, estimarea neliniară şi altele.

Desigur că problemele tratate aici sînt deosebit de complexe. Elaborarea modelului matematic al unui proces industrial reclamă pe lîngă aprofundate cunoştinţe matematice şi o bună orientare în procesul industrial studiat. Dar azi, din ce în ce mai mult, introducerea calculatoarelor de procese şi a calculatoarelor de conducere operativă a producţiei, reclamă elaborarea unor modele matematice complexe, în acelaşi timp optimizate ale procesului de producţie.

Ţinînd seamă şi de accentul care se pune din ce în ce mai mult pe introducerea calculatoarelor în economie, la noi în ţară, recomandăm tuturor specialiştilor ingineri electrotehnicieni şi automatişti şi analiştilor de modele matematice (de procese şi de conducere), această lucrare care, prin tematica tratată şi nivelul înalt, contribuie la umplerea unui gol resimţit de mulţi din cei ce activează în domeniu.

ing. *Fl. Stănciulescu*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.064.1.001.4 :621.313.322

Muzaffer, C. **Asupra dimensionării optime a alternatoarelor de şoc** (Sur le dimensionnement optimal des alternateurs de choc) În : R.B.B. nr. 8, 1969, p. 386—393, 3 ref. bibl.

Alternatoarele de şoc funcţionează ca sursă de putere în laboratoarele de încercare a aparatajului de comutaţie, la putere de rupere. Execuţia lor, în construcţie bi — sau multipolară, este o particularitate constructivă a diverselor firme, specializate în asemenea construcţii de generatoare.

Se prezintă un alternator de şoc executat de firma Brown Boveri capabil să furnizeze o putere de închidere de 5800 MVA la 50 Hz. Dată fiind impedanţa conductoarelor de legătură de ordinul a 0,016 Ω/fază, se scontează obţinerea (pe obiectul de încercare) a unor puteri de ordinul a 3750 MVA.

Principiile generale care au stat la baza dimensionării alternatorului au fost :

— inducţie maximă în întrefier sau întrefier minim ;

— densitate de curent lineică subtranzitorie maximă, sau dispersie în stator, minimă ;

— factor de bobinaj ridicat ;

— diametru maxim pentru alternator ;

— creşterea puterii printr-o dimensionare potrivită a rotorului ;

— excitaţie eficientă, prin impuls.

Fl. T.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare*

CZ 621.314.21.001.3

Troiţki, V. A. **Transformatoare simetrice** (Simetriceschie transformatori). In : Electrotehnica (URSS), (1970, p. 40—43, nr. 3, 6 fig., 2 ref. bibl.

Ultimii ani au marcat preocupări intense ale unor colective de specialişti în scopul obţinerii unor transformatoare cu miezuri simetrice care să evite dezavantajele întîlnite la construcţiile nesimetrice şi anume : curenţi diferiţi de magnetizare, unghiuri diferite între curenţi şi tensiune.

Se prezintă tipurile de bază de miezuri simetrice studiate în U. R.S.S., şi variantele constructive ce derivă din acestea, indicîndu-se pe lîngă tehnologiile de realizare şi avantajele economice pe care le prezintă ; alegerea unei variante amintite se face pe baza unor calcule magnetice detaliate.

Se arată perspectivele deosebite pe care le oferă în viitor aceste construcţii, atît din punct de vedere al caracteristicilor, cît, şi al posibilităţilor de combinare a diverselor coloane şi a transportului, în domeniul transformatoarelor şi reactanţelor.

Fl. T.

Chauprade, R., Caussin, G., Mijon, C. şi Drouin, G. **Convertizoare statice autonome şi aplicaţiile lor industriale** (Convertisseurs statiques autonomes courant continu/courant alternatif et leurs aplications industrielle). În: Revue Générale de l'Électricité tom **78**, nr. 11, nov 1969, p. 1 043—1 065, 46 fig., 10 ref. bibl.

Se fac consideraţii asupra principalelor modalităţi de comutaţie ale dispozitivelor prevăzute cu tiristoare.

Se descriu dispozitivele cu comutaţie forţată şi liberă în cazul utilizării frecvenţelor constante şi variabile, precizîndu-se domeniul de aplicabilitate a aparatelor pentru fiecare regim de funcţionare. Se prezintă performanţele de bază ale aparatelor studiate şi se insistă sub aspect teoretic şi practic asupra stabilităţii şi reglajului tensiunii, curentului, frecvenţei şi puterii atît pentru regimul normal de funcţionare cît şi în regim de scurtcircuit.

Prezentarea critică a schemelor de principiu se face în scopul indicării căilor pentru sporirea puterii convertizoarelor statice.

Pentru toate aceste tipuri de aparate se fac consideraţii asupra fiabilităţii pentru diverse regimuri de funcţionare. Aplicaţiile industriale ale convertizoarelor autonome de curent continuu/curent alternativ pot fi mult extinse ţinîndu-se seamă de concluziile studiului recenzat.

A. C.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante*

CZ 621.315

Cabluri electrice din sodiu (Natriumkabel). În: ETZ-B, nr. 2, 1970, 32 pag., 1 fig., 1 tab.

Datorită fabricării materialelor sintetice moderne a devenit posibilă utilizarea unor noi materiale conductoare pentru cabluri, cum ar fi sodiul. Din cauza afinităţii acestuia faţă de aer şi umiditate, sodiul nu putea fi folosit pînă acum, ca material conductor în cabluri. Rezistenţa specifică a acestuia este într-adevăr mai mare decît la Cu şi Al, în schimb greutatea specifică şi preţul sodiului fac ca — din punctul de vedere al conductibilităţii electrice — preţul cablurilor din sodiu să fie jumătate din preţul celor din aluminiu şi de 10 ori mai scăzut faţă de al cablurilor din cupru.

Încă de la începutul secolului nostru sodiul a fost propus ca material conductor, dar abia acum, datorită polietilenei, acest material a putut fi fabricat şi utilizat în S.U.A., ca material conductor, în reţele de joasă şi medie tensiune. În R.F.G., două întreprinderi de electricitate utilizează pentru încercare astfel de cabluri la tensiuni între 1 şi 10 kV. Mantaua de polietilenă nu serveşte doar ca izolaţie ci protejează şi contra umidităţii, oferind în acelaşi timp şi rezistenţă mecanică la tracţiune. Capetele unor astfel de cabluri se protejează contra oxidării prin capace speciale de cupru închise ermetic.

Gh. C.

CZ 621.315.612

Harst Suhr. **Materiale ceramice ca izolanţi în electrotehnică** (Keramische Werkstoffe als Isolierstoffe für die Elektrotehnik) În: ETZ-B, nr. 2, ian 1970, p. 33—35.

În articol sînt tratate consideraţiile, care conduc la alegerea, de la caz la caz, a unui material sintetic sau ceramic ca: izolant. Este descrisă de asemenea examinarea însuşirilor cerute materialelor ceramice, fiind indicate şi cazurile, în care aceste materiale sînt de preferat.

Exceptînd unele cazuri, în care s-ar putea utiliza şi materiale plastice, ceramica se preferă în instalaţiile de înaltă tensiune din aer liber deoarece rezistenţa glazurii la umiditate şi influenţe chimice îi sînt o protecţie contra îmbătrînirii timpurii. De asemenea în aparatele termoelectrice ceramica nu poate fi înlocuită cu materiale sintetice. Urmează cîteva observaţii generale privind diferitele încercări, la care sînt supuşi izolanţii: diferenţa între încercarea unui corp de probă faţă de o piesă fabricată, renunţarea de a se trata în articolul de faţă rezistenţa chimică, rezistenţa faţă de lumină şi constanta dielectrică.

Sînt trataţi apoi curenţii de conturnare, arătîndu-se amănunţit formarea lor pe suprafaţa izolatorilor precum şi efectele lor, care pînă la urmă duc la străpungerea izolatoarelor sintetice. Izolatoarele ceramice nu sînt atacate de asemenea curenţi. La izolatoarele sintetice se pot lua anumite măsuri (forma piesei fabricate etc.), care să le mărească rezistenţa faţă de curenţii de conturnare. În instalaţiile capsulate pericolul formării acestor curenţi este scăzut. Relativ la rezistenţa faţă de solicitările produse de descărcări în arc, sînt arătate (în s) valorile comparative obţinute pe baza unei încercări: masele din fenoplast 30 s, aminoplastul 250 s, sticla < 400 s, iar ceramica $400 \div 1000$ s. De asemenea sînt indicate valorile, pînă la care rezistă materialele plastice la descărcările luminiscente, care însă nu atacă materialele ceramice. Nici acţiunea corosivă electrolitică nu poate fi produsă de ceramică.

În privinţa rezistenţei de izolare un grafic ne arată — comparativ pentru ceramică şi material sintetic — valorile în Ω cm în funcţie de temperatură. După ce sînt descrise diferitele metode de încercare privind rezistenţa termică şi chimică a materialelor izolante se trag concluziile că pe lîngă cazurile, în care sînt impuse izolatoarele ceramice — (dulii de lămpi, siguranţa etc.) aceştia sînt de preferat şi în majoritatea celorlalte cazuri, cum ar fi instalaţiile exploatărilor agricole sau în cazuri, în care se succed încălzirea ridicată cu umezeala.

Gh. C.

CZ 621.315.615.2.011.2

Gänger, B. şi Maier, G. **Comportarea rezistivităţii uleiului izolant într-un cîmp electric continuu** (comportement de la resistivité de l'huile isolante dans un champ electrique continu). In: R.B.B., tom **56**, 1969, p. 525 — 534, nr. 10.

Dezvoltarea transportului în c.c. a făcut ca tot mai multe echipamente (redresoare, onduloare etc.) să aibă izolaţia supusă unor tensiuni continue pure sau o combinaţie de tensiune continuă şi alternativă.

Dependenţa între rezistivitatea uleiului de transformator nou şi îmbătrînit de cîmpul electric, este studiată pînă aproape de tensiunea de străpungere pentru diferite valori ale temperaturii, duratei de solicitare şi vitezei de curgere a uleiului. Experimentările s-au făcut cu ajutorul unei instalaţii speciale care menţinea uleiul în mişcare.

Se arată că în cazul uleiului îmbătrînit, conductivitatea urmează legi foarte simple în timp ce, la uleiul nou apar anumite anomalii şi anume un maxim de rezistivitate la 1—2 kV/mm, anomalie ce poate fi atribuită sarcinii spaţiale. Interpretarea rezultatelor conduc pe autor la stabilirea unor relaţii matematice simple între factorul de pierderi şi conductivitate.

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice. Reţele. Închiderea şi deschiderea circuitelor*

CZ 621 316.342.001.4

Taev, I. S. şi Nesterov, G. G. **Circuit pentru încercarea aparatelor de comandă la capacitate de deconectare.** (Contur dlia ispîtania aparatov upravlenia na atcliuciaiuscii spacobnosti). În: Electrotehnica (U.R.S.S.) **41**, nr. 3, 1970, p. 56—59, 5 fig., 3 tab., 5 ref. bibl.

Încercarea aparatajului de comandă de c.a. de joasă tensiune la capacitate de deconectare utilizînd scheme de încercare, care să modeleze cît mai fidel condiţiile normale din funcţionare, face obiectul acestei lucrări.

Fl. T.

Se prezintă un circuit de încercare modelat de autori şi care ţine seamă de prescripţiile impuse de C.E.I. în ceea ce priveşte solicitările şi frecvenţele de restabilire din circuit.

Se dau formele pentru calculul elementelor componente din schemă, precum şi pentru verificarea unor parametri importanţi: frecvenţa de restabilire, coeficientul de amplitudine etc.

Rezultatele experimentale obţinute satisfăcînd normele existente şi solicitările aparatajului, fac pe autori să propună standardizarea circuitului de încercare.

Fl. T.

CZ 621.317 ***Tehnica măsurilor electrice Aparate de măsură***

Bosiv, L., Cortès, R. şi Bertaux, F. **Dispozitivul de înregistrare şi curbele de magnetizare ale eşantioanelor supraconductoare şi hipereonductoare de volum redus** (Dispozitif d'enregistrement de courbes d'aimanation d'échantillons supraconducteurs et hiperconducteurs de faible volume). În: Revue Générale de l'Électricité, tom **79**, nr. 1, ian 1970, p. 1—14, 20 fig., 20 ref. bibl.

Se descrie un dispozitiv conceput pe baza premiselor metodei lui Shoenberg care permite înregistrarea automată a curbelor de magnetizare a super şi hiper conductoarelor cu volume mai mici ca 10^{-6} cm^3. Se indică şi se comentează schema dispozitivului conceput şi se trasează curbele de magnetizare a materialelor folosite la diverse probe experimentale. Se explică fenomenul fizic şi se transcrie modelul matematic care-l simulează cifric. Se arată modul de determinare pe cale analitică şi experimentală a momentului magnetic şi se insistă asupra cauzelor generatoare de erori la efectuarea măsurătorilor. Se prezintă un exemplu de calcul privind magnetizarea eşantioanelor superconductoare de galiu în diferite faze metastabile. Se precizează perspectiva materialelor hiperconductoare pentru aplicaţiile din electrotehnică şi se fac consideraţii asupra proprietăţilor electrice şi termice a acestor tipuri de materiale. Se arată modul de calcul al rezistivităţii electrice, al conductivităţii termice şi a căldurii specifice şi se dau o serie de rezultate experimentale obţinute prin măsurători asupra cuprului şi aluminului supuse la o temperatură joasă.

Curbele de variaţie ale principalelor mărimi specifice ale materialelor super şi hiperconductoare se pot folosi în diverse situaţii practice.

A. C.

CZ 621.32 ***Iluminatul electric***

Susselin, G. **Măsurarea iluminărilor în afara laboratoarelor** (Mesurse des éclairements hors du laboratoire). În: Revue Generale de l'Électricité tom **78**, nr. 12, dec 1969, p. 1 149—1 153

După trecerea în revistă a principalelor aparate folosite pentru măsurarea iluminării în afara laboratoarelor, se indică măsurile ce trebuie luate pentru a evita erorile care pot interveni la măsurători.

Aparatele de măsură descrise se referă la fotometre şi luxometre prevăzute cu celule fotoelectrice.

Astfel se prezintă principiul de funcţionare şi schema electrică a fotometrelor de tip Macbeth.

Măsurătorile cu un astfel de aparat se fac pe o suprafaţă plană pe care cade lumina naturală din afara unui spaţiu închis. Se arată modul de manipulare a aparatului şi se descriu elementele din structura schemei de principiu.

Totodată se descriu aparatele de măsură de tip luxometru prevăzute cu celule fotoelectrice indicîndu-se caracteristicile de funcţionare şi modul de manipulare a dispozitivelor funcţionale.

Pe baza măsurătorilor se trasează curbele de variaţie a raportului dintre iluminarea reală şi cea măsurată în funcţie de unghiul de incidenţă a razelor de lumină ce cad pe o suprafaţă plană.

Precauţiile pentru prevenirea erorilor se referă la verificarea lămpilor din interiorul aparatelor, a celorlalte elemente ale schemei funcţionale şi la stabilizarea tensiunii reţelei de alimentare la valorile strict nominale.

A. C.

ANIVERSĂRI

150 de ani de la descoperirea electromagnetismului

Electromagnetismul a intrat în ştiinţă, modest, oarecum întîmplător. Nimic nu lăsa să se întrevadă, în primul moment, rapida şi spectaculoasa sa evoluţie şi îmbogăţirea fizicii moderne cu alte cîteva capitole importante, pe care a provocat-o.

În primăvara anului 1820, profesorul de fizică al Universităţii din Copenhaga, Hans Christian Oersted, a publicat în limba latină, o broşură de cîteva pagini intitulată: „Experienţe în legătură cu efectele conflictului electric asupra acului magnetic". Broşura prezenta cunoscuta experienţă de deviere a acului magnetic plasat în apropierea unui conductor străbătut de curentul electric. În acelaşi an, broşura a fost retipărită şi difuzată în şase limbi europene mai importante. Oersted s-a hotărît să prezinte fenomenul pe care îl descoperise după ce, timp de cîteva luni, îi căutase zadarnic o explicaţie.

Chiar neexplicată, experienţa lui Oersted a fost primită şi privită cu interes: ea revela existenţa unui fenomen necunoscut. Savantul elveţian De La Rive a prezentat-o la un congres ştiinţific ţinut la Geneva (1820), la care asista şi Arago reprezentînd Academia Franceză. Întors în Franţa, Arago a reprodus şi popularizat experienţa lui Oersted. Cîţiva ani nu s-a desprins de această experienţă adăugîndu-i dezvoltări care au lărgit cîmpul investigaţiilor. A îmbogăţit echipamentul experimental cu aparate noi, dintre care unul l-a condus la aşanumita „rotire magnetică" — la antreanarea unui disc de cupru într-o mişcare de rotaţie, în apropierea unui magnet învîrtitor. Experienţa devenită curînd clasică, oferea, pentru prima oară, o imagine a cîmpului învîrtitor capabil să rotească o masă metalică. Spre sfîrşitul secolului (1888), pe Tesla şi Ferraris ideea de bază a acestei experienţe îi va conduce la construcţia motoarelor cu cîmp învîrtitor.

Arago a avut o contribuţie utilă în această primă etapă a electromagnetismului. N-a reuşit însă să explice fenomenele întîlnite în experienţele sale. La fel cum n-a găsit o soluţie mulţumitoare problemei pe care i-o prezentase un compatriot al său. Gambey, constructor reputat de aparate de precizie. Deranjat de oscilaţiile interminabile ale indicatorului aparatelor sale, în circuite cu amortisment redus, Gambey descoperise, accidental, că o piesă de cupru, montată convenabil, poate reduce simţitor numărul oscilaţiilor supărătoare. Constructorul francez s-a grăbit să folosească acest artificiu constructiv, valorificat de altfel, mai tîrziu, de toţi constructorii galvanometrelor sensibile. Deoarece explicarea fenomenului îl depăşea, Gambey s-a adresat lui Arago — cu rezultatul menţionat.

Un alt savant francez, Ampère, a urmărit de aproape, cu interes, comunicările la Academia Franceză, şi experienţele lui Arago. Pornind de la aceste experienţe, în cîteva săptămîni, în acelaşi an 1820, a reuşit să studieze, să prezinte convingător acţiunile reciproce ale curenţilor electrici şi să stabilească legile care guvernează aceste acţiuni. Ampère a deschis drumuri noi în electromagnetism, îmbogăţindu-l cu un sector nou — electrodinamica.

Faptul că — aşa cum dovedea experienţa lui Oersted — cîmpul magnetic poate fi produs de un conductor parcurs de curentul electric, întocmai ca şi de un magnet, l-a condus pe Ampère la ideea originală a curenţilor circulari, existenţi în moleculele substanţelor paramagnetice. Proprietăţile magnetice, conform concepţiei lui Ampère, sînt o simplă consecinţă provocată şi explicată de prezenţa acestor curenţi moleculari. Idee reţinută de fizica modernă şi folosită pentru explicarea proprietăţilor magnetice.

Mai puţin rodnice au fost străduinţele lui Ampère pentru a găsi o interpretare mulţumitoare, generalizată, a fenomenelor studiate. Încercările de a stabili o legătură între numeroase fenomene aparent disparate au rămas fără rezultate demne de relevat. Această lacună şi lipsa unor experienţe convingătoare justifică într-o anumită măsură rezerva cu care au fost primite concluziile sale pentru studiul unitar al fenomenelor electrice şi magnetice.

Doi savanţi englezi, Faraday şi Maxwell, au contribuit hotărîtor pentru a face din electromagnetism o adevărată ştiinţă şi au adăugat fizicii capitole noi, de mare valoare.

Începînd din anul 1821, cînd îşi notase în caietul său de lucru : „Să transform magnetismul în electricitate", Faraday frămînta în minte o idee care, ulterior, avea să se dovedească genială. Experimentator abil, a reuşit chiar la sfîrşitul acestui an să construiască un aparat care, după voie, oferea rotirea unui conductor parcurs de curentul electric, în jurul unui magnet, şi viceversa. Experienţă remarcabilă, care dovedeşte reversibilitatea fenomenului de rotire magnetică din experienţele lui Arago. Faraday cunoştea şi urmărea interesat experienţele lui Oersted, Arago, Ampère, care încă nu primiseră o explicaţie mulţumitoare. Cu intuiţia sa excepţională, întrevedea o legătură între ele şi, în spatele lor, un fenomen necunoscut.

Ziua de 29 august 1831 reprezintă o dată memorabilă. Este data notată în caietul de lucru al lui Faraday, în dreptul primelor experienţe reuşite de inducţie electromagnetică. Experienţe ale căror urmări s-au dovedit incalculabile — pentru progresul ştiinţei, pentru ridicarea standardului de viaţă a întregii omeniri.

În cîteva luni, Faraday a realizat experienţele de bază ale inducţiei electromagnetice şi a găsit, cu ajutorul lor, legile care guvernează fenomenul. A întocmit şi prezentat Institutiei Regale (1831) un memoriu ale cărui capitole sînt intitulate : „Inducţia electromagnetică", „Producerea electricităţii prin magnetism", „O nouă stare a spaţiului" şi „Fenomenul magnetic al lui Arago" (o explicaţie a rotirii magnetice).

Memoriul lui Faraday are o importanţă covîrşitoare. Cu el Faraday a pus bazele electrotehnicii moderne. Într-o prezentare simplă, ordonată, cu paragrafele numerotate îngrijit, Faraday prezintă mijloacele practice pentru a produce curentul electric de inducţie — toate mijloacele pe care le cunoaştem şi le folosim astăzi pe scară industrială. Descrie experienţele concludente care i-au îngăduit să apropie magnetismul, electricitatea şi mişcarea — studiate obişnuit separat — pentru a revela existenţa unui fenomen nou, inducţia electromagnetică.

Faraday a căutat să interpreteze fenomenul pe care îl descoperise şi evoluţia experienţelor sale. A găsit o explicaţie care dovedeşte, încă odată, remarcabila intuiţie a fizicianului şi, ulterior, va înlesni progrese ştiinţifice însemnate. O explicaţie originală : aduce un element nou, liniile de forţă, cărora le acordă o existenţă fizică şi proprietăţi bine precizate.

Experienţele lui Faraday au furnizat o confirmare experimentală studiilor teoretice ale lui Ampère, referitoare la electromagnetism. Au demonstrat că apropierea făcută de savantul francez între fenomenele electrice şi cele magnetice este întemeiată. Cu ajutorul curenţilor induşi, Faraday a explicat convingător, atît rotirea magnetică a lui Arago cît şi rotirea electromagnetică descoperită de el.

„Faraday s-a desprins de ce a auzit, de ce a învăţat, de ce a citit" — spune Heinrich Hertz în lucrarea „Ueber die Beziehungen zwischen Licht und Elektrizität" relevînd lapidar originalitatea operei savantului englez. Originalitatea concepţiilor ştiinţifice caracterizează, într-adevăr, această operă vastă. Fiecare experienţă, fiecare explicaţie propusă de Faraday aduce ceva nou. Descoperirea inducţiei, ideea originală şi rodnică a liniilor de forţă, în special, vădesc profunzimea gîndirii lui Faraday şi completa lui detaşare de teoriile de largă circulaţie, chiar atunci cînd acestea se bucurau de sprijinul unor savanţi iluştri.

Oameni de ştiinţă cu nume consacrate — Ampère, Cavendish, Coulomb, Gauss, Laplace, Poisson, Weber etc. — au acordat gir necondiţionat vechilor idei privitoare la fluidul electric capabil să exercite acţiuni la distanţă, instantaneu, idependent de mediul înconjurător. Faraday, acest cercetător neobosit, care pornise să înfrunte viaţa cu clasele primare neterminate, a respins hotărît teoria acţiunilor la distanţă. A arătat părţile slabe ale teoriei pe care nu o accepta şi a propus o interpretare a fenomenelor electromagnetice în concordanţă cu constatările experimentale. Contribuţia lui Faraday este rezumată de Maxwell în lucrarea „Traitè d'électricité et de magnétisme", după cum urmează :

„...Faraday, în concepţiile sale, vedea liniile de forţă traversînd tot acest spaţiu în care matematicienii nu considerau decît centre de forţă acţionînd la distanţă ; Faraday făcea să intervină un mediu acolo unde ei nu ţineau cont de distanţă. Faraday caută originea fenomenelor în acţiuni reale exersîndu-se în acest mediu ; ei se mulţumeau s-o găsească într-o proprietate de a acţiona la distanţă, atribuită fluidelor electrice".

Pentru progresul ştiinţific, concepţia originală a lui Faraday are o valoare considerabilă. Nu atît pentru înlăturarea unor teorii eronate, cît pentru aportul ei constructiv, pentru drumul sănătos deschis cercetătorilor.

Cel mai inspirat continuator al operei lui Faraday a fost un elev al acestuia. Bine pregătit în domeniul matematicilor şi ferm hotărît să-şi valorifice această pregătire, James Clerk Maxwell a început cu o aprofundare temeinică a operei profesorului său. A studiat elementele de bază ale acestei opere — liniile de forţă — dielectricii, cîmpurile electric şi magnetic etc. — şi, printr-o fericită prelungire a investigaţiilor sale teoretice, a reuşit să facă în necunoscut, un pas uriaş.

Pregătirea îngrijită a lui Maxwell în domeniul matematicilor şi înclinările firesti pentru disciplina matematică alcătuiesc nota dominantă a personalităţii sale ştiinţifice. În toare lucrările sale, se întăreşte preocuparea permanentă a autorului de a considera fenomenele fizice şi corelaţia acestora, cu ochiul matematicianului. La fiecare pas, fizicianul dă întîietate matematicianului, care analizează fenomenele, riguros, matematiceşte.

Simpla enumerare a lucrărilor lui Maxwell ilustrează preocupările variate ale autorului. Cea mai valoroasă dintre aceste lucrări este, indiscutabil, „Electricitate şi magnetism" publicată în anul 1873 — o sinteză a cunoştinţelor epocii. Autorul trece în revistă, în domeniul electricităţii şi magnetismului fenomenele cunoscute şi legile respective, formulate de înaintaşii şi contemporanii săi. Ar fi însă greşit să vedem în această lucrare o simplă juxtapunere a cunoştinţelor despre electricitate şi magnetism. Maxwell analizează şi încadrează matematiceşte, fenomenele electrice şi magnetice cunoscute pe vremea sa. Relevă, pentru prima oară, corelaţiile acestor fenomene care îngăduie o identificare a legilor de bază respective. Subliniază şi valorifică aspectul simetric al proprietăţilor mărimilor electrice şi magnetice. Stabileşte o bază fizică sigură pentru apropierea electricităţii şi magnetismului. La nevoie, pentru umplerea golurilor, Maxwell aduce idei noi, îndrăzneţe, care îi permit înlănţuirea materialului studiat. Preconizează existenţa curenţilor de deplasare în dielectrici şi în vid şi îi consideră o realitate fizică certă. Generalizează legile cunoscute — legea cîmpului magnetic produs de un curent electric şi legea inducţiei provocate de variaţia unui cîmp magnetic — aplicîndu-le atît curenţilor de conducţie, cît şi celor de deplasare.

Înşirarea fenomenelor şi legilor cunoscute nu este un scop final. Îi serveşte autorului ca bază de plecare pentru stabilirea

premiselor studiului său care îl va duce departe. Capitolul consacrat unităților — cu care începe lucrarea ca orice tratat modern — studiul matematic aprofundat al fenomenelor electrice și magnetice și, în special, concluziile îndrăznețe ale lui Maxwell plasează opera acestuia peste nivelul științific al epocii sale.

Fără o confirmare experimentală, sprijinindu-se exclusiv pe raționament și intuiție, Maxwell a înălțat un edificiu teoretic impresionant. Din aproape în aproape — pornind de la experiențele lui Ampère și Faraday, legate de curenții de conducție și trecînd, prin generalizare, la curenții de deplasare — Maxwell a reușit să formuleze celebrele sale teorii: teoria electromagnetică a luminii, teoria originală a cîmpurilor electromagnetice și aceea privitoare la producerea, existența și proprietățile undelor electromagnetice provocate de ceea ce el a numit *perturbări electromagnetice*.

Maxwell n-a adîncit sensul scestei noțiuni — l-au împiedicat cunoștințele reduse pe vremea sa, privitoare la alcătuirea atomilor și moleculelor. Disciplina matematică, riguroasă, care nu l-a părăsit niciodată, l-a îndemnat să nu înainteze într-un domeniu nesigur. Totuși, fizica modernă n-a înlăturat ipotezele lui Maxwell. I-a precizat însă sensul fizic, după ce o serie de savanți — H.A. Lorentz, J.J. Thomson și R. A. Millikan, în primul rînd — au demonstrat existența electronului, după ce au fost cunoscute proprietățile acestuia și rolul important pe care îl deține în alcătuirea materiei și electricității.

Maxwell și-a încheiat studiul teoretic așa cum ne putem aștepta de la strălucitul matematician, care, de-a lungul întregii activități, a dublat personalitatea științifică a fizicianului Maxwell. A reușit să traducă în expresii matematice ideile precursorilor completate cu propriile sale idei. Ecuațiile care îi poartă numele, la fel de valoroase și utile, astăzi, ca și pe vremea cînd au fost elaborate, sintetizează concepțiile savantului englez, referitoare la cîmpurile electric și magnetic și conduc la cîmpurile electromagnetice. Ecuațiile lui Maxwell — ...„prețuite pentru simplitate și admirate pentru frumusețea lor, atît de matematicieni cît și de fizicieni" (spune Friedrich Herneck în lucrarea „Bahnbrecher des Atomzeitalters. Grosse Naturforscher von Maxwell bis Heisenberg" încheie succint și precis, așa cum se obișnuiește în matematici, un studiu strălucit. Studiu extins pînă la enunțarea unor fenomene nebănuite, înlănțuite într-o teorie revoluționară.

O singură umbră părea să întunece concluziile lui Maxwell. Nici o experiență directă, convingătoare, nu însoțea aceste deducții teoretice. În scurta sa viață încheiată înainte de a fi împlinit 48 de ani, n-a avut timpul necesar pentru a găsi o bază experimentală investigațiilor sale teoretice. A făcut totuși o încercare de a înlătura această lacună. A găsit o formulă simplă pentru viteza de propagare a undelor electromagnetice, în funcție de permeabilitatea magnetică și constanta dielectrică a mediului de propagare și a conchis că viteza astfel calculată este egală cu viteza luminii în mediul considerat. A arătat apoi că, în vid, viteza undelor electromagnetice este egală cu raportul unităților de cantitate de electricitate din sistemele de unități CGS electromagnetic și electrostatic. Măsurînd aceste unități prin metode de lucru adecvate celor două sisteme de unități, a găsit valoarea 288 000 km/s. Înainte de Maxwell și după el au mai fost efectuate măsurători ale acestui raport. Primele măsurători au fost efectuate de fizicienii germani Weber și Kohlrausch (1854). Media valorilor găsite pentru raport și media valorilor obținute pentru viteza luminii măsurată direct, prin metodele fizicii clasice, de fizicieni celebri — Fizeau, Foucault etc. — diferă cu aproximativ 2%, ceea ce este elocvent. De aici, concluzia lui Maxwell (în lucrarea indicată mai înainte):

„Este evident că viteza luminii și raportul unităților sînt mărimi de același ordin de mărime; dar, pînă astăzi, nu s-ar putea spune că au fost determinate cu destulă precizie, ca să se poată afirma că una este mai mare decît cealaltă. Este de dorit ca noi experiențe să determine cu mai multă precizie raportul de mărime dintre aceste două cantități*."

„Pînă atunci, teoria noastră care afirmă egalitatea acestor două cantități și care dă o rațiune fizică acestei egalități nu se găsește desigur contrazisă prin comparația acestor rezultate așa cum sînt".

Danezul Oersted (1777—1851) a avut o activitate multilaterală. A întreprins cercetări în domeniul chimiei. A fost profesor de fizică și — în Franța, în colaborare cu Fourier — a construit o pilă termoelectrică. Existența și problemele substanțelor diamagnetice, relevate de lucrările lui Faraday, l-au atras și le-a consacrat atenția și activitatea către sfîrșitul vieții. Totuși, mai nimic din această variată activitate nu a contribuit la gloria fizicianului danez. I s-a păstrat și i se repetă frecvent numele, pentru că, la sfîrșitul anului 1819, cu ocazia experiențelor de curs, a făcut, accidental, o observație căreia, peste cîteva luni i-a consacrat o broșură de 5 pagini.

Este drept, conținutul broșurii nu spunea mare lucru. Experiența în sine avea însă un aspect neașteptat. Promitea dezvoltări interesante și aceste promisiuni n-au fost desmințite. Cercetările pornite de la această experiență au condus la realizări excepționale, așa cum am arătat în paginile precedente. Înșirarea grăbită de date și fapte, pe care o îngăduie spațiul limitat rezervat acestei lucrări ne-a împiedicat să arătăm verigile derivate din acest lanț de realizări, pe care de altfel l-am oprit, prematur, la cutezătoarea operă a lui Maxwell care, pentru prima oară, grupa într-o teorie unitară fenomene electrice, magnetice și optice.

N-am arătat rolul mobilizator al acestei opere, la sfîrșitul secolului trecut, și rezultatele remarcabile ale mobilizării fizicienilor. Atrași de undele necunoscute, preocupați să verifice dacă teoria electromagnetică a luminii este sau nu mai utilă decît celelalte două care circulau — teoria emisiei al lui Newton și cea ondulatorie al lui Huygens, Young, Fresnel — fizicienii au descoperit efectiv undele electromagnetice și le-au dat întrebuințări prodigioase.

N-am arătat, în fine, grabnica valorificare industrială a descoperirilor teoretice și de laborator pomenite, urmată de transformarea lor în bunuri de larg consum, deși printre descoperitorii citați se află și Faraday, părintele electrotehnicii**.

Toate aceste descoperiri și valorificări industriale pe care le-am menționat sau nu în paginile precedente, care au consolidat gloria științifică a secolului trecut și bunăstarea secolului următor — toate sînt strîns legate de conținutul broșurii de cinci pagini apărută în urmă cu 150 de ani. Este, deci, îndreptățit să se înceapă prezentarea electromagnetismului, în toate cărțile didactice, cu clasica experiență a fizicianului danez. Este, de asemenea, echitabilă cinstirea postumă a numelui său, adoptat pentru unitatea de intensitate a cîmpului magnetic CGS μ_0.

Ing. *I. C. Florea*

---

* Savantul român Dragomir Hurmuzescu (1865—1954), a cărui comemorare a fost recomandată de UNESCO în anul 1965, a făcut, de asemenea, o determinare a raportului unităților — a așanumitului număr al lui Maxwell — și a găsit valoarea $3{,}01 \times 10^{-10}$ cm/s.

** Savantul german A. Slaby obișnuia să-și înceapă cursul spunînd despre Faraday: „Toate alternatoarele și dinamurile centralelor electrice, toate transformatoarele, toate liniile de înaltă tensiune pentru transportul energiei electrice, toate electromotoarele, toate reacțiile electrochimice, toate telefoanele și aparatele de telegrafie fără fir, toate calculele mașinilor și aparatelor electrotehnice, pînă și nomenclatura pe care o folosim, ne amintesc de Faraday" (din lucrarea „Michael Faraday" de ing. Dimitrie Leonida).

SCURTE ŞTIRI

Cu un nou sistem de computeri întreprinderile de autobuze din oraşul englez Bristol reglează circulaţia vehiculelor, care astfel au ajuns să-şi respecte cu precizie programul de circulaţie.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1970

Un nou electromobil „Enfield 465" a fost pus în circulaţie în Anglia. Costă circa 1 125 dolari, realizează o viteză de 60 km/h şi posedă o rază de acţiune de 55 km după o încărcare a bateriilor. Posedă patru baterii de 12 V.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1970

Computerii montaţi la bordul avioanelor în curînd vor putea evita ciocnirea acestora. Sistemul dezvoltat în S.U.A. utilizează indicaţiile: înălţime, distanţă şi viteză de apropiere, comparînd aceste date ale avionului propriu cu cele primite de la toate avioanele aflate pe o rază de 250 km. În cazul că s-ar întîlni două traiecte, piloţii avioanelor respective sînt avertizaţi pe cale optică şi acustică cu 30 s înainte, în care timp se pot face manevrele necesare pentru evitarea ciocnirii.

Din: ETZ-B, nr.1, 1970

O instalaţie de preparat mase ceramice, comandată automat de un calculator, a fost introdusă în exploatare de către fabricile Lorenz Hutschententher A.G. din Schmelitz. Este prima instalaţie de acest fel (Siemens 301) din lume.

Din: ETZ-B, nr. 2, 1970

Cel mai mare electromotor cu bobinaj supraconductor construit pînă acum a trecut cu succes proba de încercare în fabricile de „Cercetare şi dezvoltare internaţională" din Anglia. Motorul de 2200 kW va fi montat în uzina Fawley, unde va acţiona o pompă. Bobinajul motorului va fi ţinut în permanenţă la o temperatură de 4,4 °K.

Din: ETZ-B, nr. 2, 1970

Sistemul „Magneol" constînd dintr-un adaus de 10% titan triplează durabilitatea magneţilor obişnuiţi contra demagnetizării, dublînd în acelaşi timp energia magnetică, dacă structura fontei posedă direcţia magnetizării.

Din: ETZ-B, nr. 2, 1970

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU; ing. ŞT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacţia: Bucureşti, str. Mărdineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5443. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

CONTENTS

DC 621.372.4.018.32
Voicu, M. : **Concerning a property of the passive linear dipoles working in periodically non-sinusoidal permanent regime**
Electrotehnica **18**, nr.7, iulie 1970, p. 233–236

One presents an original analytical property in form of an identity, of the linear passive dipoles working in periodically non-sinusoidal permanent regime, starting from the principle of the superposition of the effects and Ohm's law (in form of the Duhamel integral).

DC 621.313.1.042.3.
Boldea, I. : **Concerning the calculus of Carter's factor.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 236–241

The methods and calculus relations for Carter's factor are systemized and some numerical results are given in order to establish the applicability fields with efficiency of these calculus relations.

DC 621.313.2.014.332
Murgu, Zaira : **The behaviour of direct-current motors in transistory regime.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 241–248

One presents the determination relations for losses, starting and breaking transitory powers and energies in the case of c.c. high-power derivation motors. The influence of the motors load in the transitory periodis taken into consideration. The relations are applied to a concrete case, and the transitory energetic magnitudes are represented.

DC 621.315.616.96–757
Kemeny, R. and *Cojocaru, C.* : **Materials for special gas-oil resistant (L.D.E.) electric conductors.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 248–251

Some information is given concerning the obtention of some new materials by introducing vinyl polychloride into nitrilic rubber. Some tests have been carried out on plates, by using different variants of networks and the results have been analysed in order to choose an adequate material for insulating the special electric conductors. The high resistance to oil and gas-oil, in addition to the acceptable electric properties of some of the compounds investigated, determined the passage to the achievement of connection conductor prototypes for L.D.E.

DC 621.315.617.4
Pîrligras, E., Teodorescu, M., Curelea, V. and *Chivăran, C.* : **Informative researches concerning the influence of some chemical media on the impregnation places of the B-class insulation windings.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 252–256

The results concerning the behaviour of a simpl insulation scheme to the action of chemical agents such as sulphur dioxide, hydrochloric acid and nitrogen oxides are briefly presented.

It has been concluded from the tests that : among the four imregnation lacquers, the most poorly behaved in all tests the lacquer C51-M, wehreas the lacquer Supervoltatex EZ 5281 had a behavior similar to that of the Araldite Ly 556 and 199 lacquers obtained from import.

DC 621.317.382 :538.652
Fränkel, D. and *Lăpuşan, V.* : **Measuring the losses by Joule-Lenz effect on lines using magnetoresistive transducers.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 256–260

It is suggested to measure the line losses with magnetoresistive transducers having quadratic characteristic and which allow to take into account the variation with temperature of the resistance of the transport conduct and do not present difficulties in totalling the output voltage.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.312–75.004.4
Pitiş, I., Lăcătuşu, V. şi *Polcovnicu, R.* : **The biological deterioration and its influence on the fability of the electrotechnical products.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 260–264

RESEARCH ACTIVITY

DC 621.317.431.083.6
Sorohan, M. and *Boghian, L.* : **A differential method for measuring the losses in low ferromagnetic samples.**
Electrotehnica **18**, nr. 7, iulie 1970, p. 265–266

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICA GENERALĂ

CZ 621.3.045.56

Rothert, H. **Importanţa înfăşurărilor în colivie în construcţia maşinilor electrice.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 1, ian 1970, p. 6 — 8, 8 fig., 18 ref. bibl.

CZ 621.3.052.025.3

Stanch, B. **Transportul energiei prin înaltă tensiune trifazată.** In : Electroteh. Z(ETZ-A) **91**, nr. 1, ian 1970, p. 37—43, 5 fig.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.13.004.14.

Bartzer, St. **Contribuţii la alegerea şi verificarea motoarelor electrice proiectate pentru funcţionare intermitentă şi utilizate în funcţionare de scurtă durată.** In : Elektrie **24**, nr. 1, 1970, p. 19—21, 3 fig., 3 tabl., 14 ref. bibl.

CZ 621.313.33 :621.314.58

Brüderlink, M., Lorenzen, H. W. şi *Stemmler, H.* **Alimentarea maşinilor asincrone prin convertizoare statice.** In : Elektrotech. Z (ETZ-—A) **91**, nr. 1, ian 1970, p. 22—28, 8 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.313.33.072.6 :621.185

Naunin, D. **Studiul vitezei maşinilor asincrone, alimentate de ondulatoare de frecvenţă controlate în regim de cîmp atenuat.** In : Electrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 2 febr 1970, p. 105—108, 8 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.313.333.225.3

Gahleitner, A. **Dimensionarea şi utilizarea motoarelor asincrone puternice trifazate.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 1 ian 1970, p. 16—21, 10 fig., 1 tabl., 8 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE COMUTATRICE.

CZ 621.314.214.3

Sauer, H. G. **Influenţarea defazajului la transformatorul monofazat rotativ în conexiune economică.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **22**, nr. 2, 23 ian 1970, p. 30—32, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.222.8.016.3

Heissrath, M. **Condiţiile de putere-limită şi sarcină de scurtă durată a transformatoarelor de tensiune pentru instalaţiile de medie tensiune.** In : Elektrie **24**, nr. 2, 1970, p. 47—49, 4 fig., 1 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621. 315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII.

CZ 621.315.05

Oeding, D. **Principiile şi limitele transportului energiei electrice, 91**, nr. 1, ian 1970, p. 29—36, 11 fig., 65 ref. bibl.

CZ 621.315.1.024.027.8 :621.315.1.003.12

Herzig, K., Povh, D., Schäfer, E. şi *Dertz, W.* **Studii de optimizarea costurilor pentru liniile aeriene de înaltă tensiune, de curent continuu.** In : Electrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr, 2, febr 1970 p. 99—104, 5 fig. 4 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621.315.1.024.027.8 :621.316.54

Härtel, H. **Circuite paralele pentru aparatajele de scurtcircuit pentru sistemele de transport de înaltă tensiune de curent continuu.** In : Electrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 2, febr 1970, p. 79—82, 6 fig., 11 ref. bibl.

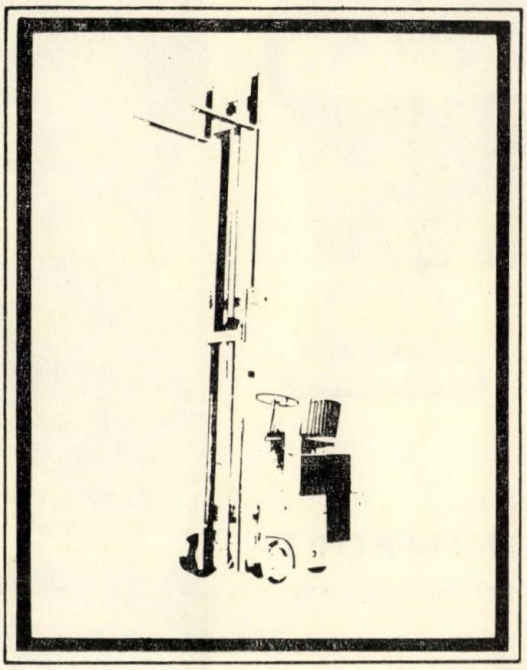
CZ 621.315.1.024.027.8 :621.316.9

Mey, R. şi *Rumpf, E.* **Consideraţii şi încercări simultane pentru protecţia liniilor de înaltă tensiune de curent continuu.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 2, febr 1970, p. 88—93, 11 fig., 3 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621.315.612

Suhr, H. **Materiale ceramice ca izolatoare pentru electroteh nică.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **22**, nr. 2, 23. 1. 1970, p. 33—35, 4 fig., 6 ref. bibl.

balkancar



car

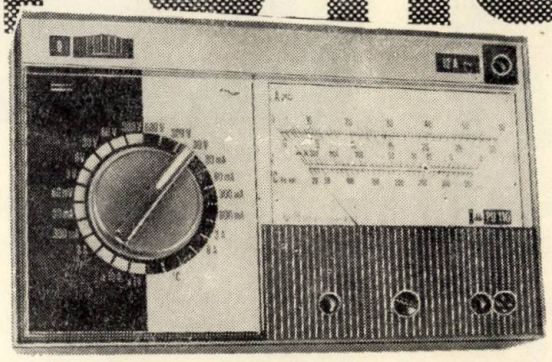
Manevrare excelentă
Construcţie robustă care asigură o durată lungă de funcţionare şi o mare securitate în exploatare
Rentabilitate mare

CĂRUCIOARE ELECTRICE
Elevatoare de mare capacitate de ridicare
Elevatoare cu capacitate de ridicare mică
Cărucioare cu platformă
Cărucioare basculante

Pentru orice informaţii sau cereri de ofertă, vă rugăm să vă adresaţi la:
BALKANCARIMPEX, Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia, 56, str. Albine
Telex: 386
Telegrame: Balkancarimpex – Export Sofia.

PUBLICOM

PU 110



Aparat de măsură universal
PU 110

Este destinat măsurării tensiunii şi curenţilor în c.c. şi c.a., cît şi rezistenţelor şi temperaturii prin intermediul termocuplelor.
Poate fi folosit eficient de muncitorii care lucrează în domeniul curenţilor tari pentru reparaţii şi întreţinere.
Dimensiuni şi greutate, reduse, utilizare comodă şi selecţie de domeniu simplă.
Precizie : 2,5 %.

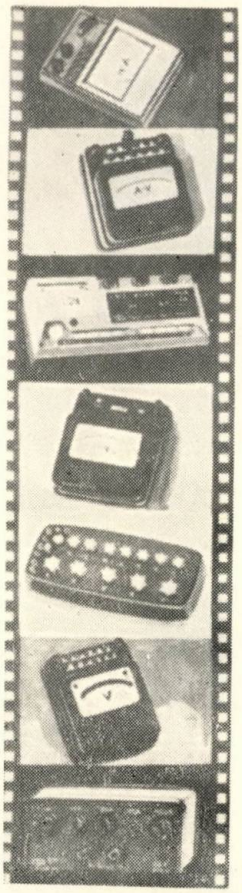
Domenii de măsură :

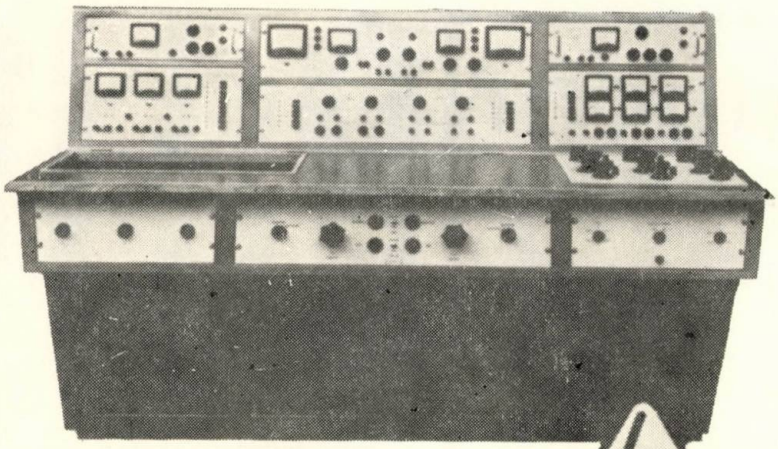
Tensiuni c.c. : 60 mV—300V, 6 domenii
Curenţi c.c. : 30 mA—3A, 3 domenii
Tensiuni c.a. : 30 V—600V, 3 domenii
Curenţi c.a. : 30 mA—12A, 7 domenii
Rezistenţe : 0—10 kΩ, 2 domenii
Temperatura : 0—350°C (termocuple Fe—Co)
Alimentare : o baterie uscată 1,5 V
Dimensiuni : 150×90×35 mm
Greutate : 0,35 kg

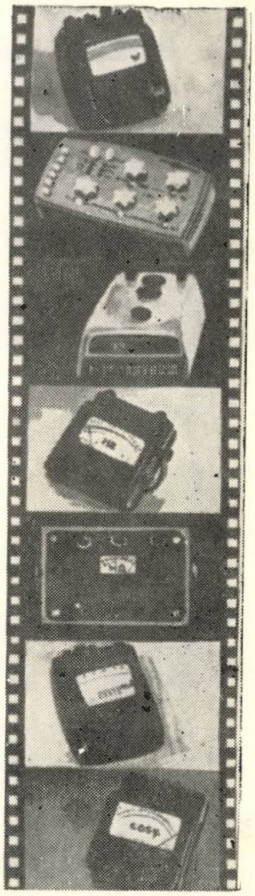
EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

PUBLICOM

PRODUCĂTOR ŞI EXPORTATOR:



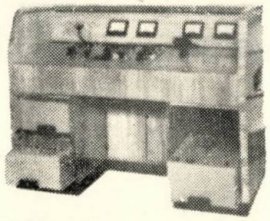




Fabrica de instrumente de măsură

BUDAPESTA 5, căsuţa poştală 577 – UNGARIA

GANZ



Importator

MAŞINIMPORT

Tehnoimport, Bucureşti

Publicom

INSTRUMENT UNIVERSAL CU CADRU MOBIL

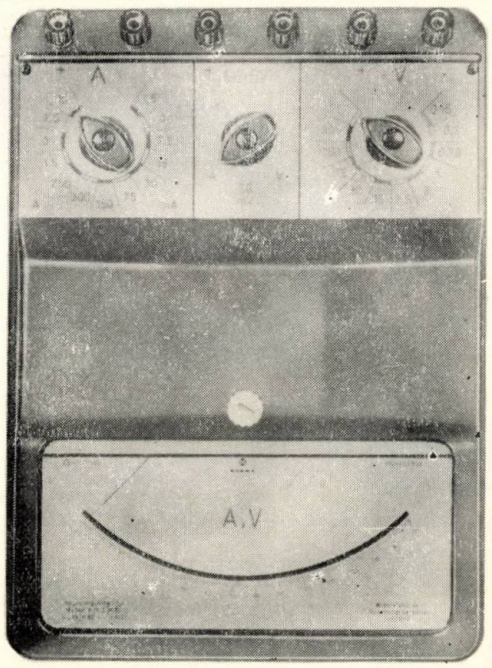
Se execută cu 26 domenii de măsură pentru curenţi şi tensiuni continue. Un avantaj deosebit este faptul că la cele 3 perechi de cleme se pot racorda, concomitent, 3 circuite de măsură, care sînt alese cu ajutorul comutatorului „A-60 mV—V".

Precizia: Clasa 0,2; tensiunea de încercare: 3kV;

Dimensiuni: 204 × 287 × 125 mm; Greutatea: circa 4,5 kg.

În programul nostru de fabricaţie mai găsiţi:

Instrumente universale cu fier mobil,
Wattmetre de precizie
Frecvenţmetre de precizie cu ac indicator
Instrumente de precizie cu fier mobil
Instrumente de precizie cu cadru mobil



NORMA

Pentru informaţii precise vă stă la dispoziţie secţia noastră de vînzare precum şi prospectele detaliate PM 1701 D!

Produse de calitate de la
NORMA
Fabrik elektrischer Messgeräte
Gesellschaft m.b.H.
A-1111 Wien, Postfach 88
Fickeysstrasse 1—11

UMEB

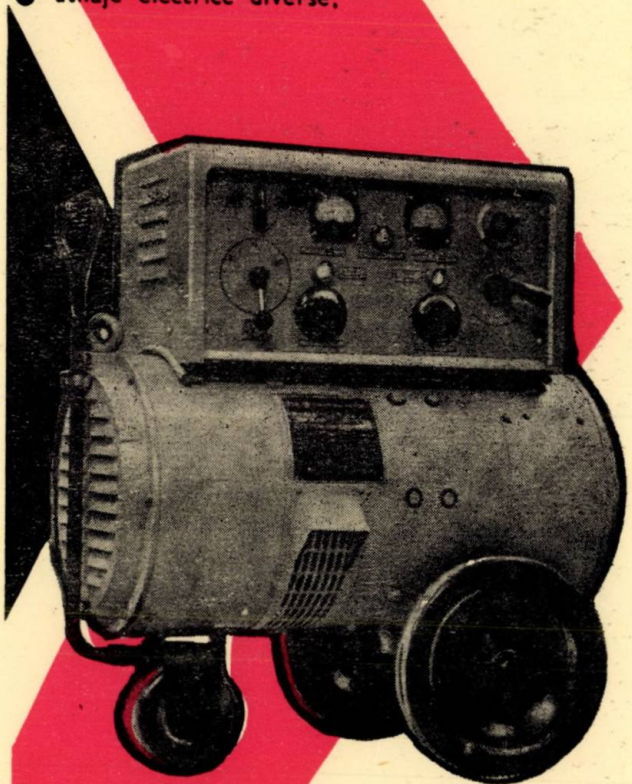
UZINA DE MAȘINI ELECTRICE

BUCUREȘTI

Produce și livrează în toate continentele:

- motoare asincrone normale și speciale;
- mașini de curent continuu;
- mașini sincrone;
- grupuri convertizoare;
- grupuri electrogene;
- grupuri de sudură;
- aparataj;
- demaroare;
- utilaje electrice diverse;

Motoare asincrone trifazate cu rotor în scurtcircuit, în construcție antiexplozivă, antideflagrantă, destinate acționărilor în atmosfere explozive din industria chimică, petrolieră, minieră etc.



Grup convertizor de sudură tip CS-350 A și CS-500 A.

Grupuri cu caracteristici dinamice superioare, asigurînd o stabilitate excelentă în întregul domeniu de reglaj.
Ușoară amorsare a arcului electric.
Comutație ușoară a domeniului de reglare.
Reglaj fin și precis al domeniului de sudură.
Posibilitatea utilizării oricărui tip de electrod și a sudării manuale și automate.

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

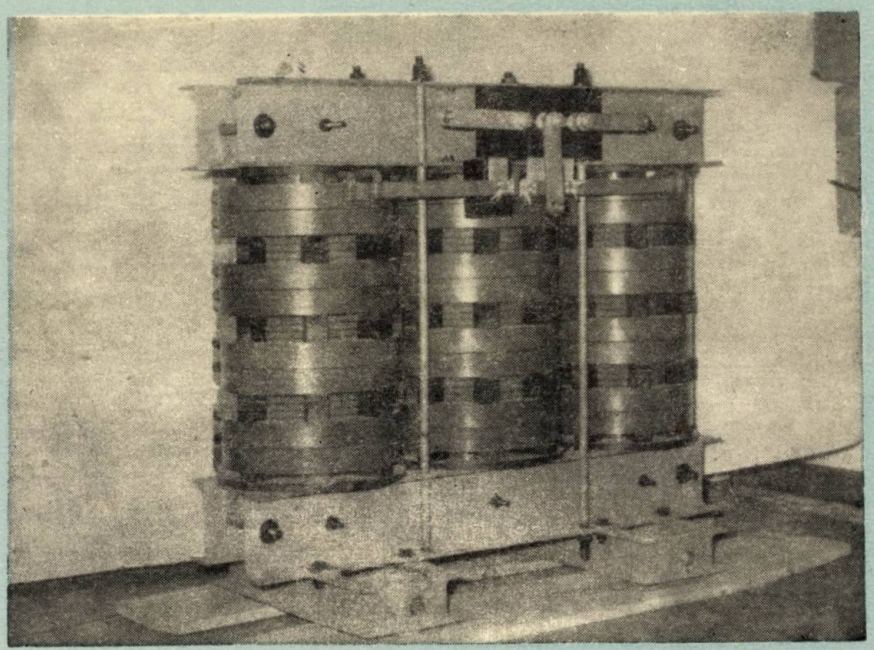
Электротехнический Научно — исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs- und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotehnique

ICPE



Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

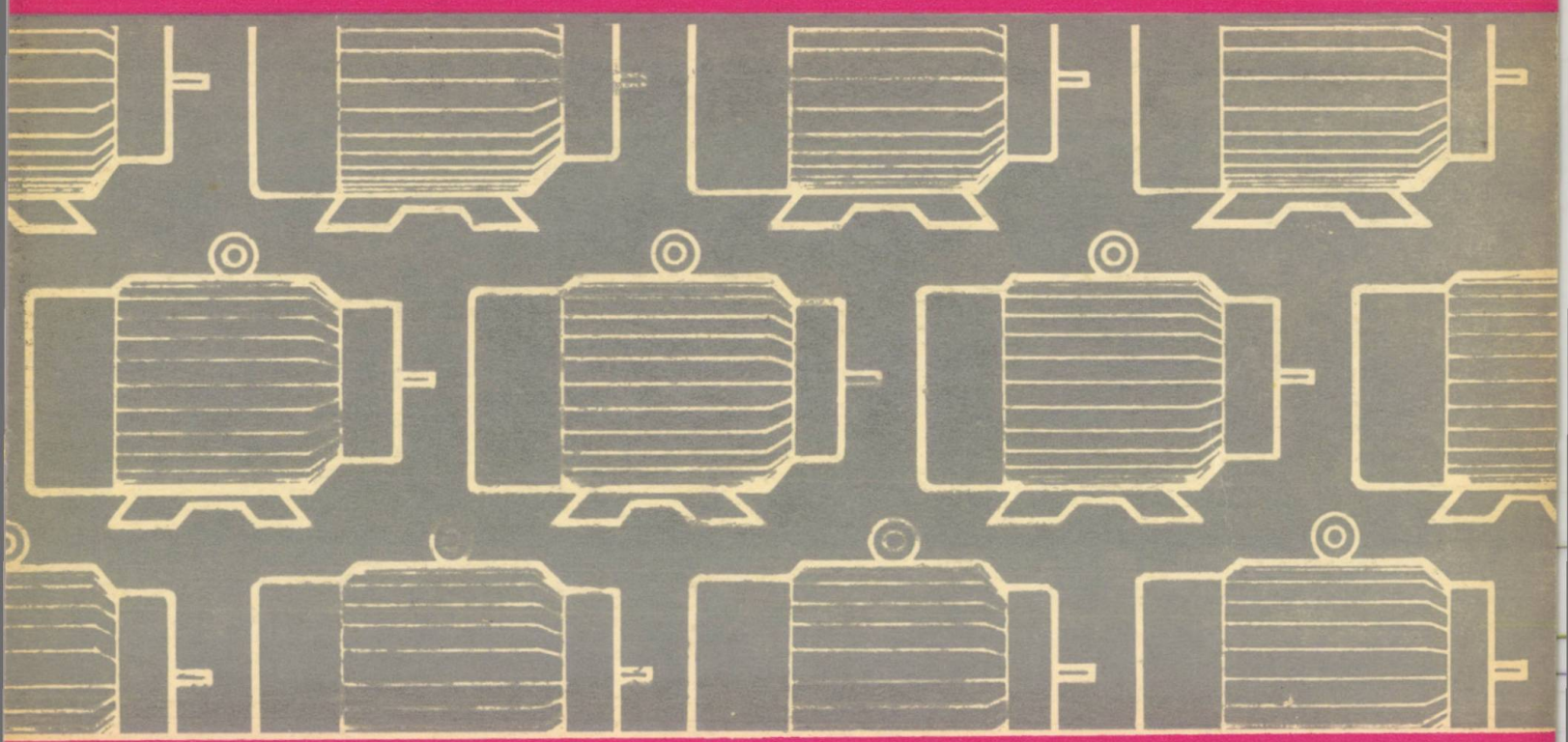
Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi inaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

19 NOV 1970

E 2040

R

ELECTROTEHNICA



8

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 8 • AUGUST 1970

IPRS

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • SECTOR 2
TELEFON 33.38.30 • TELEX 011203

Băneasa

Vizitaţi-ne la:

TIRGUL INTERNAŢIONAL BUCUREŞTI

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- — de mică putere
- — de medie putere
- — de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
- — de mică putere
- — drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC • Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 • BUCUREŞTI • SECTORUL 2

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 8, pag. 273–320 august 1970

CUPRINS

CZ 538.122 : 621.3.082.74

Daba, D. : **Asupra exprimării forţelor superficiale exercitate de cîmpul electromagnetic în medii fluide printr-un procedeu de limită.**

Electrotehnica 18, nr. 8, august 1970, p. 273–275

Se deduce expresia forţei superficiale exercitată de cîmp în mediile fluide polarizabile liniar şi izotrop, neîncărcate şi neparcurse de curenţi, fără a apela la consideraţii tensoriale. Se foloseşte în acest scop un procedeu cunoscut de trecere la limită. Pentru aceeaşi forţă se deduce o expresie nouă, echivalentă.

CZ 621.313.32.044.32 : 621.314.63 – 523

Măgureanu, R. : **Caracteristicile maşinii sincrone cu poli înecaţi alimentată de la un ondulor cu tiristoare autocomandat. Funcţionarea la unghi intern constant.**

Electrotehnica 18, nr. 8, august 1970, p. 276–284

Se studiază funcţionarea unei maşini sincrone cu poli înecaţi alimentată de la un ondulor cu tiristoare comandat de un traductor de poziţie rotoric (un comutator electronic). În ipoteza luării în consideraţie numai a armonicii fundamentale a tensiunii de alimentare, singura care produce cuplu sincron, se remarcă un nou regim posibil de funcţionare al maşinii sincrone, la unghi intern constant şi turaţie variabilă.

CZ 621.314.2 : 621.315.615.2

Ciubotaru, T., Bărcănescu, V. şi *Repeteanu, F.* : **Fenomene de cataliză în transformatoarele de putere în ulei**

Electrotehnica 18, nr. 8, august 1970, p. 285–288

În transformatoarele de putere, procesul de oxidare al uleiului poate fi influenţat de prezenţa metalelor folosite în construcţia aparatului. Dintre toate metalele folosite în mod curent, numai cuprul are o puternică acţiune catalitică. Prin acoperirea cu hîrtie a conductoarelor de cupru efectul de cataliză se reduce. Efectul de cataliză datorat prezenţei cuprului poate fi anulat prin emailarea cu polivinil formal.

CZ 621.316.57.064.31 : 621.315.1

Sasu Mimi : **Modelarea analogică a unei scheme sintetice care simulează defectul kilometric şi stabilirea zonei de solicitare maximă a întreruptorului încercat.**

Electrotehnica 18, nr. 8, august 1970, p. 289–295

Se prezintă modelarea analogică a schemei Weil-Dobke cu inserţie în circuitul de înaltă tensiune a unei linii artificiale de defect kilometric. După o scurtă introducere în care se arată importanţa problemei, se prezintă schema Weil-Dobke într-o variantă care simulează defectul kilometric. În continuare, se prezintă schemele de modelare corespunzătoare schemei de încercare înainte şi după deconectare.

CZ 621.317.43.017.3 : 621.3.083.4

Szabo, W. : **O punte cu comparator de curent pentru măsurarea pierderilor magnetice.**

Electrotehnica 18, nr. 8, august 1970, p. 295–300

Se descrie o schemă de punte pentru măsurări magnetice bazată pe utilizarea unui comparator de curent, care prezintă o serie de avantaje faţă de schemele clasice (Maxwell — Wien, Hay, Owen etc.). Se analizează erorile şi sensibilitatea punţii cu comparator. În încheiere sînt date rezultatele încercărilor experimentale.

CZ 621.34.016.352 : 621.319.4

Marga, G. : **Îmbunătăţirea stabilităţii statice şi dinamice a arborelui electric prin introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare**

Electrotehnica 18, nr. 8, august 1970, p. 301–308

Se analizează influenţa coeficientului de elasticitate al maşinilor auxiliare asupra comportării arborelui electric şi se arată că introducerea de condensatoare în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare, permite mărirea coeficientului de elasticitate şi deci a capacităţii de încărcare a arborelui electric. Se arată care este valoarea optimă a capacităţii acestor condensatoare.

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE

CZ. 621.313.3–82. 002 (498)

Opaschi, M. : **Realizări şi perspective în domeniul construcţiei de hidrogeneratoare.**

Electrotehnica 18 nr. 8 august 1970, p. 308–315

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ ●

Recenzii p. 315–316
Referate p. 316–319
Cronică p. 320

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU ; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; conf. ing. D. F. LAZĂROIU ; ing. M. OPASCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon redactor șef : 14.90.27. Redacția : București, str. Mândinești, nr 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 16.21.70 interior 173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5539. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10257/1968*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 538.122 : 621.3.082.74

Даба, Д.: **К вопросу о выражении поверхностных сил, создаваемых электромагнитным полем в жидкой среде, способом ограничения.**

Electrotehnica, **18**, № 8, август 1970 г. стр.

Выведено выражение поверхностной силы, созданной полем в жидкой среде с линейной и изотропической поляризацией, без заряда и прохождения токов, независимо от соображений тензориального порядка. Для этой цели применяется известный способ перехода к пределу. Для той же силы выведено новое эквивалентное выражение.

ДК 621.313.32.044.32 : 621.314.63 – 523

Мэгуряну, Р.: **Характеристика синхронных машин со скрытым полюсом,, питаемых от автоматически управляемого однодулятора с тиристорами. Работа при постоянном внутреннем угле.**

Electrotehnica, **18**, № 8, август 1970 г. стр.

Исследована работа синхронной машины со скрытыми полюсами, питаемой от роторного датчика положенияп (электронный переключатель). При учете исключительно фундаментальной гармоники напряжения питания, единственной, которая создает синхронный момент, отмечается новый возможный режим работы синхронной машины с внутренним постоянным углом и переменной скоростью вращения.

ДК 621.314.2 : 621.315.615.2

Чуботару, Т. Бэркэнеску, В и *Репетяну, Ф.:* **Каталитическое явление в маслянных силовых трансформаторах.**

Electrotehnica, **18**, № 8, август 1970 г. стр.

В силовых трансформаторах на процесс окисления масла может влиять наличие металлов, применяемых в конструкции аппарата. Из обычн применяемых металлов только медь отличается сильно каталитическим действием. Покрывая бумагой медные проводники, каталитический эффект уменьшается. Каталитический эффект, вызванный присутствием меди, можно устранить путем эмалирования поливинил формалином.

ДК 621.316.57.064.31 : 621.315.1

Сасу Мими: **Аналитическое моделирование синтетической схемы, симулирующей километрический дефект и установление зоны максимальной нагрузки на испытаемый выключатель.**

Electrotehnica, **18**, № 8, август 1970 г. стр.

Описано аналитическое моделирование схемы Weil-Dobke с пересечением в цепи высокого напряжения искусственной линии километрического дефекта. После краткого введения, в котором подчеркивается значение проблемы, излагается схема Weil-Dobke в варианте, симулирующем километрический дефект. В продолжение, приводятся схемы моделирования, соответствующие схеме испытания до и после выключения.

ДК 621.317.43.017.3 : 621.3.083.4

Сабо В.: **Мостик индикатора тока для измерения магнитных потерь.**

Electrotehnica, **18**, № 8, август 1970 г. стр.

Описана мостовая схема для измерения магнитных потерь, на основе применения индикатора тока. Схема отличается рядом преимуществ по сравнению с классическими схемами Maxwell-Wien Hay Owen и др.). Анализируются погрешности и чувствительность индикаторного мостика. В заключение приводятся данные результаты экспериментальных испытаний.

ДК 621.34.016.352 : 621.319.4

Марса, Г.: **Повышение статической и динамической стабильности электрического вала путем введения конденсаторов в контуры статоров вспомогательных машин.**

Electrotehnica, **18**, № 8, август 1970 г. стр.

Анализируется влияние коэффициента упругости свопомогательных машин на поведение электрического вала и демонстрируется, что введение конденсаторов в контуры статоров вспомогательных машин позволяет увеличить коэффициент упругости и, следовательно зарядную емкость электрического вала. Указывается оптимальная величина емкости этих конденсаторов.

ДОСТИЖЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

ДК 621.313.3–82.002(4 8)

Опаски, М.: **Достижения и перспективы в области строительства гидрогенераторов.**

Electrotehnica 18, № 8, август 1970, стр.

INHALTSVERZEICHNIS

D.K. 538.122 : 621.3.082.74

Daba, D. : **Ausdruck der Oberflächenkräfte, die vom elektromagnetischen Feld in endlichen Medien durch ein Grenzverfahren ausgeübt werden.**

Electrotehnica, **18**, H. 8, August 1970, S. 273–275

Abgeleitet wird der Ausdruck der Oberflächenkraft in flüssingen, linear — und isotroppolarisierbaren, nicht geladenen und nicht von Strömen, durchflossenen Medien und dies ohne Tensorialbetrachtungen zu Hilfe zu ziehen. Zu dem Zweck verwendet man ein bekanntes Verfahren des Ueberganges zur Grenze. Für dieselbe Kraft wird ein neuer Aequivalenzausdruck abgeleitet.

DK 621.313.32.044.32 : 621.314.63 – 523

Măgureanu, R. : **Die Charakteristiken der Synchronmaschine mit versenkten Polen, die von einem automatischen Thyristorondulor gespeist wird. Betrieb beim konstanten Innenwinkel**

Electrotehnica **18**, H. 8, August 1970, S. 276–284

Untersucht wird eine Synchronmaschine mit versenkten Polen, gespeist von einem Thyristorondulor, der seinerseits von einem Rotor-Stellungsübertrager (einem elektronischen Kommutator) gesteuert wird. In der Annahme dass man nur die Grundharmonische der Speisespannung, die einzige, welche die Synchronkupplung erzeugt, in Betracht zieht, geht eine neue Betriebsmöglichkeit der Synchronmaschine unter konstantem Innenwinkel und veränderlicher Tourenzahl hervor.

DK 621.314.2 : 621.315.615.2

Ciubotaru, T., Bărcănescu, V. und *Repeteanu, F.* : **Katalyseerscheinungen in Oel-Leistungstransformatoren.**

Electrotehnica **18**, H 8, August 1970, S. 285–288

In den Leistungstransformatoren kann der Oxydationsvorgang des Oeles durch die Metalle, die beim Bau des Transformators verwendet wurden, beeinflusst werden. Von allen normalerweise verwendeten Metallen hat nur das Kupfer ein stark katalysierende Wirkung. Durch Einwickeln der Kupferleiter im Papier wird der Katalysiervorgang vermindert.

Der durch das Kupfer verursachte Katalysierprozess kann durch eine Emailleschicht von Formalpolyvinyl bereitigt werden.

DK 621.316.57.064.31 : 621.315.1

Sasu, Mimi : **Die Analogmodellierung eines synthetischen Schemas, welches den kilometrischen Fehler wiedergibt und die Festellung der Zone maximaler Beanspruchung des geprüften Schalters.**

Electrotehnica **18**, H. 8, August 1970, S. 289–295

Dargestellt wird die Analogmodellierung des Weil — Dobke — Schemas durch Einfügung einer künstlichen Linie mit kilometerfehler in den Hochspannungskreis. Nach einer kurzen Einleitung, in der die Bedeutung des Problems hervorgehoben wird das Weil-Dobke-Schema in einer Variante dargestellt, welche den Kilometerfehler wiedergibt. Dann werden die Modellierungsschemen gezeigt, die dem Versuchsschema vor und nach dem Abschalten entsprechen.

DK 621.317.43.017.3 : 621.3.083.4

Szabo, W. : **Eine Brücke mit Stromvergleicher zur Messung der magnetischen Verluste.**

Electrotehnica **18**, H. 8, August 1970, S. 295–300

Man beschreibt ein Brückenschema für magnetische Messungen auf Grund eines Stromvergleichers, welches eine Reihe von Vorteilen gegenüber den klassischen Schemen (Maxwell-Wien, Hay, Oven u.s.w.) darstellt. Man untersucht die Fehler und die Empfindlichkeit der Vergleicherbrücke. Abschliessend zeigt man Ergebnisse der Versuche.

DK 621.34.016.352 : 621.319.4

Marga, G : **Die Verbesserung der statischen und dynamischen Stabilität der elektrischen Achse durch Einfügung der Kondensatoren in die Statorkreise der Hilfsmaschinen.**

Electrotehnica **18**, H. 8, August 1970, S. 301–308

Man untersucht den Einfluss des Elastizitätskoeffizienten der Hilfsmaschinen auf das Verhalten der elektrischen Achse und zeigt dabei dass die Einfügung von Kondensatoren in die Statorkreise der Hilfsmaschinen, die Erhöhung des Elastizitätskoeffizienten und damit der Belastungsvermögens der elektrischen Achse ermöglicht. Man gibt den Höchstwert der Kapazität dieser Kondensatoren an.

LEISTUNGEN DER INDUSTRIE

DK. 621.313.3 – 82.002)498)

Opaschi, M.: **Leistungen und Aussichten auf dem Gebiet des Bauens von Wasserkraftgeneratoren.**

Electrotehnica **18**, nr. 8, August 1970, S. 308–315

BUCHBESPRECHUNGEN 315–316
CEFERATE 316–319
RHRONIK 320

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 nr. 8 București, august, 1970

Asupra exprimării forțelor superficiale exercitate de cîmpul electromagnetic în medii fluide printr-un procedeu de limită

DUMITRU DABA* — Timișoara

CZ 538.122:621.3.082.74

În literatură este cunoscută expresia forței specifice care acționează în suprafețele de discontinuitate ale mediilor fluide polarizabile liniar și izotrop, în repaus, situate într-un cîmp staționar (sau cuasistaționar), în forma :

$$\bar{f}_s = \left[\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2}\left(\frac{D_n^2}{\varepsilon_1\varepsilon_2} + E_t^2\right) + \frac{1}{2}\left(E_2^2\frac{\partial\varepsilon_2}{\partial\tau_2}\tau_2 - E_1^2\frac{\partial\varepsilon_1}{\partial\tau_1}\tau_1\right)\right]\bar{n}_{12} + \left[\frac{\mu_1 - \mu_2}{2}\left(\frac{B_n^2}{\mu_1\mu_2} + H_t^2\right) + \frac{1}{2}\left(H_2^2\frac{\partial\mu_2}{\partial\tau_2}\tau_2 - H_1^2\frac{\partial\mu_1}{\partial\tau_1}\tau_1\right)\right]\bar{n}_{12}. \quad (1)$$

unde mărimile de stare sînt definite într-un referențial în repaus față de mediu.

Relația (1) este adevărată în cazul suprafețelor care nu poartă o repartiție de sarcină electrică liberă sau de curent de conducție. Pentru scrierea ei se folosește reducerea forțelor volumetrice la tensiuni superficiale, fapt posibil drept consecință a legii de conservare a impulsului. Se folosește de asemenea proprietatea de simetrie a tensorului tensiunilor, ca expresie a legii de conservare a momentului cinetic, adevărată în medii izotrope, și care asigură reducerea la tensiuni și a momentului cinetic din volumul considerat. Atunci densitatea de forță $\bar{f}_s$ se obține din suma vectorilor tensiune pe cele două fețe ale suprafeței de discontinuitate (în puncte infinit vecine ei).

Aceasta este calea clasică folosită în literatură [1]—[4] pentru deducerea expresiei complete (1) a forței superficiale sau a celei care rezultă cînd nu se ține seama de dependența permitivității ε și a permeabilității μ de densitatea de masă τ [5]—[8].

În [9] s-a formulat un procedeu intuitiv pentru obținerea forței superficiale din acest caz, folosind o trecere la limită. În [10] el a fost aplicat pentru exprimarea termenului maxwellian al forței specifice magnetice.

În lucrare se extinde folosirea acestui procedeu într-o formă unitară, pentru deducerea expresiei complete (1) a densității forței superficiale (deci considerînd și termenii de stricțiune). De asemenea, se scrie o expresie nouă, echivalentă, a aceleiași forțe, utilă în aplicațiile practice.

Exprimarea directă a forței superficiale

Suprafețele ce separă medii corporale diferite reprezintă în general discontinuități pentru proprietățile specifice acestor medii, deci și pentru mărimile fizice care descriu aceste proprietăți.

La altă scară, însă, suprafața de separație a corpurilor poate fi asimilată unui strat de tranziție de grosime Δh tinzînd la zero și variație rapidă dar continuă a mărimilor : permitivitate ε, permeabilitate μ, densitate de masă τ etc. [2], [4], [9].

Cunoscînd expresia forței specifice volumetrice, care în acest caz (cu $\rho = 0$, $\bar{J} = 0$) este :

$$\bar{f}_v = -\frac{1}{2}E^2\,\mathrm{grad}\,\varepsilon - \frac{1}{2}H^2\,\mathrm{grad}\,\mu + \frac{1}{2}\,\mathrm{grad}\left(E^2\frac{\partial\varepsilon}{\partial\tau}\tau + H^2\frac{\partial\mu}{\partial\tau}\tau\right) \quad (2)$$

se caută expresia celei superficiale (1), atunci cînd stratul volumetric în care acționează $\bar{f}_v$ devine infinit subțire (suprafața corpului).

* Ing. *D. Daba* este șef de lucrări la Institutul politehnic din Timișoara.

Se prezintă în continuare două posibilități în acest sens.

Întrucît ne referim la regimul staționar, în care cîmpul electric și cel magnetic nu sînt cuplate direct între ele, putem considera în continuare, pentru ușurința scrierii, separat partea „electrică" și partea „magnetică" a forței din (2):

$$\bar{f}_{ve} = \bar{f}_{ve_1} + \bar{f}_{ve_2} = -\frac{1}{2} E^2 \operatorname{grad} \varepsilon + \\ + \frac{1}{2} \operatorname{grad}\left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau\right), \tag{3}$$

respectiv

$$\bar{f}_{vm} = \bar{f}_{vm_1} + \bar{f}_{vm_2} = -\frac{1}{2} H^2 \operatorname{grad} \mu + \\ + \frac{1}{2} \operatorname{grad}\left(H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \tau\right). \tag{4}$$

a) *Integrarea forței volumetrice relativ la grosimea stratului.* În figura 1 se reprezintă o

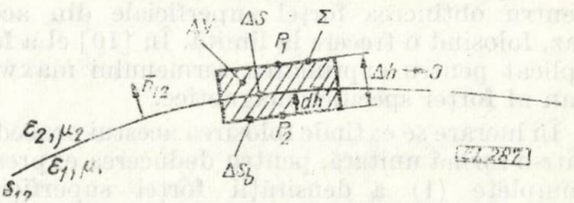


Fig. 1. Relativ la calculul densității de forță f_s.

porțiune a stratului de tranziție aderent suprafeței S_{12} de separație între mediile fluide de constante ε_1, μ_1 și ε_2, μ_2, neîncărcate cu sarcină electrică liberă și neparcurse de curenți.

Prezentăm în continuare considerațiile referitoare la partea electrică a forței, cele referitoare la partea magnetică fiind formal analoge.

Forța superficială ce se exercită asupra elementului de arie ΔS al suprafeței se scrie:

$$\Delta \bar{F}_{se} = \bar{f}_{se} \cdot \Delta S = \lim_{\Delta V \to 0} \int_{\Delta V} \bar{f}_{ve} \, dv = \\ = \lim_{\Delta h \to 0} \int_{h=0}^{h=\Delta h} \bar{f}_{ve} (\overline{\Delta S_b} \cdot \overline{dh}) = \lim_{\Delta h \to 0} \int_{h=0}^{h=\Delta h} (\bar{f}_{ve} \cdot \overline{dh}) \overline{\Delta S_b}, \tag{5}$$

unde $\overline{dh}$ este elementul de arc în lungul normalei la suprafață și orientat către mediul 2.

Ultima formă din (5) s-a scris observînd că $\bar{f}_{ve}$ are în fiecare punct al stratului orientarea lui $\overline{\Delta S_b}$ (același vector unitar), deoarece stratul Δh e presupus suficient de subțire pentru ca variațiile mărimilor ce intervin în $\bar{f}_{ve}$ în planul tangent la S_{12} să fie neglijabile față de variațiile lor după normală.

Deci forța specifică din suprafață este:

$$\bar{f}_{se} = \lim_{\Delta h \to 0} \int_{h=0}^{h=\Delta h} (\bar{f}_{ve} \cdot \overline{dh}) \frac{\overline{\Delta S_b}}{\Delta S} = \int_{h=0}^{h=\Delta h} (\bar{f}_{ve} \cdot \overline{dh}) \bar{n}_{12}$$

unde $\bar{n}_{12}$ este vectorul unitar normal al suprafeței S_{12}, îndreptat către mediul 2.

Sau, ca valoare numerică:

$$f_{se} = \bar{f}_{se} \cdot \bar{n}_{12} = \int_{h=0}^{h=\Delta h} \bar{f}_{ve} \cdot \overline{dh}. \tag{6}$$

Relația (6) justifică procedeul de calcul folosit în [8], unde conduce la rezultate parțiale corecte dar neargumentate și va fi utilă în studiul localizării spațiale a forțelor.

Pentru efectuarea integralei din (6) scriem forța din (3) în forma:

$$\bar{f}_{ve} = \bar{f}_{ve_1} + \bar{f}_{ve_2} = -\frac{1}{2} (E_n^2 + E_t^2) \operatorname{grad} \varepsilon + \\ + \frac{1}{2} \operatorname{grad}\left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau\right). \tag{7}$$

La trecerea prin strat, componenta tangențială a vectorului intensitate de cîmp se conservă, în acord cu caracterul potențial al acestuia. Se conservă de asemenea componenta normală a inducției electrice, suprafața neposedînd o distribuție de sarcini electrice libere.

Cu aceste observații (v. și [10] pentru termenul similar magnetic), integrînd succesiv cei doi termeni din (7) se obține:

$$f_{se_1} = \int_0^{\Delta h} \bar{f}_{ve_1} \cdot \overline{dh} = -\frac{1}{2} \int_0^{\Delta h} (E_n^2 + E_t^2) \operatorname{grad} \varepsilon \cdot \overline{dh} = \\ = -\frac{1}{2} \int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_2} \left(\frac{D_n^2}{\varepsilon^2} + E_t^2\right) d\varepsilon = -\frac{1}{2} \left[D_n^2 \int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_2} \frac{d\varepsilon}{\varepsilon^2} + \right. \\ \left. + E_t^2 (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \right] = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2} \left(\frac{D_n^2}{\varepsilon_1 \varepsilon_2} + E_t^2\right) \tag{8}$$

respectiv:

$$f_{se_2} = \int_0^{\Delta h} f_{ve_2} \cdot \overline{dh} = \frac{1}{2} \int_0^{\Delta h} \operatorname{grad}\left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau\right) \cdot \overline{dh} = \\ = \frac{1}{2} \int_{E_1, \varepsilon_1, \tau_1}^{E_2, \varepsilon_2, \tau_2} d\left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau\right) = \frac{1}{2} \left(E_2^2 \frac{\partial \varepsilon_2}{\partial \tau_2} \tau_2 - \right. \\ \left. - E_1^2 \frac{\partial \varepsilon_1}{\partial \tau_1} \tau_1 \right). \tag{9}$$

Deci:

$$\bar{f}_{se} = \left[\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2} \left(\frac{D_n^2}{\varepsilon_1 \varepsilon_2} + E_t^2\right) + \frac{1}{2} \left(E_2^2 \frac{\partial \varepsilon_2}{\partial \tau_2} \tau_2 - \right. \right. \\ \left. \left. - E_1^2 \frac{\partial \varepsilon_1}{\partial \tau_1} \right) \right] \bar{n}_{12}, \tag{10}$$

expresie identică cu partea electrică din (1). Prin considerații asemănătoare se obține și partea magnetică $\bar{f}_{sm}$, astfel încît $\bar{f}_s = \bar{f}_{se} + \bar{f}_{sm}$.

b) *Trecerea, la limită, a gradientului volumetric în gradient superficial.* Cînd stratul volumetric în care acționează forța $\bar{f}_{ve}$ devine infinit

subţire (suprafaţa corpului), se ajunge la o discontinuitate ce atrage după sine o valoare infinit mare pentru gradientul volumetric. Arătăm că forţa superficială se poate exprima în acest caz prin gradientul superficial.

Fie aceeaşi porţiune de strat din figura 1, dar avînd aria bazelor unitară. Atunci :

$$\bar{f}_{se} = \lim_{\Delta V \to 0} \int_{\Delta V} \bar{f}_{ve}\, dv. \tag{11}$$

Sau, cu $\bar{f}_{ve}$ dat de (7) :

$$\bar{f}_{se} = \bar{f}_{se_1} + \bar{f}_{se_2} = -\frac{1}{2} \lim_{\Delta V \to 0} \int_{\Delta V} \left(\frac{D_n^2}{\varepsilon_2} + E_t^2 \right) \operatorname{grad} \varepsilon dv + \frac{1}{2} \lim_{\Delta V \to 0} \int_{\Delta V} \operatorname{grad} \left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau \right) dv. \tag{12}$$

Cum $\frac{1}{\varepsilon^2} \operatorname{grad} \varepsilon = -\operatorname{grad} \frac{1}{\varepsilon}$ şi folosind transformarea de integrale a lui Gauss în forma :

$$\int_{V\Sigma} \Delta A \, dv = \oint_{\Sigma} A \, \overline{ds}$$

se obţine succesiv :

$$\bar{f}_{se_1} = \frac{1}{2} D_n^2 \lim_{\Delta V \to 0} \int_{\Delta V} \operatorname{grad} \frac{1}{\varepsilon} dv -$$

$$-\frac{1}{2} E_t^2 \lim_{\Delta V \to 0} \int_{\Delta V} \operatorname{grad} \varepsilon \, dv = \frac{1}{2} D_{n_2}^2 \lim_{\Delta h \to 0} \oint_{\Sigma} \frac{1}{\varepsilon} \overline{ds} -$$

$$-\frac{1}{2} E_t^2 \lim_{\Delta h \to 0} \oint_{\Sigma} \varepsilon \overline{ds} = \frac{1}{2} D_n^2 \left(\frac{1}{\varepsilon_2} - \frac{1}{\varepsilon_1} \right) \bar{n}_{12} -$$

$$-\frac{1}{2} E_t^2 (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \bar{n}_{12} = \frac{1}{2} D_n^2 \operatorname{grad}_s \frac{1}{\varepsilon} -$$

$$-\frac{1}{2} E_t^2 \operatorname{grad}_s \varepsilon,$$

iar

$$\bar{f}_{se_2} = \frac{1}{2} \lim_{\Delta h \to 0} \oint_{\Sigma} E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau \, \overline{ds} = \frac{1}{2} \left(E_2^2 \frac{\partial \varepsilon_2}{\partial \tau_2} \tau_2 - E_1^2 \frac{\partial \varepsilon_1}{\partial \tau_1} \tau_1 \right) \bar{n}_{12} = \frac{1}{2} \operatorname{grad}_s \left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau \right).$$

Deci $\bar{f}_{se} = \bar{f}_{se_1} + \bar{f}_{se_2}$ se obţine identică cu (10). Ea mai obţine şi forma :

$$\bar{f}_{se} = \frac{1}{2} D_n^2 \operatorname{grad}_s \frac{1}{\varepsilon} - \frac{1}{2} E_t^2 \operatorname{grad}_s \varepsilon + \frac{1}{2} \operatorname{grad}_s \left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau \right). \tag{12}$$

Expresia (12) nu a fost întîlnită în literatură. Ea rezultă şi direct din expresiile (8) şi (9).

Cu consideraţii asemănătoare pentru partea magnetică, se obţine în final pentru $\bar{f}_s$ şi expresia :

$$\bar{f}_s = \frac{1}{2} D_n^2 \operatorname{grad}_s \frac{1}{\varepsilon} - \frac{1}{2} E_t^2 \operatorname{grad}_s \varepsilon + \frac{1}{2} \operatorname{grad}_s \left(E^2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial \tau} \tau \right) + \frac{1}{2} B_n^2 \operatorname{grad}_s \frac{1}{\mu} - \frac{1}{2} H_t^2 \operatorname{grad}_s \mu + \frac{1}{2} \operatorname{grad}_s \left(H^2 \frac{\partial \mu}{\partial \tau} \tau \right) \tag{13}$$

echivalentă cu (1).

Concluzii

Procedeul de limită cunoscut din literatură permite obţinerea expresiei complete a densităţii superficiale a forţei exercitate de cîmpul electromagnetic în mediile fluide neîncărcate şi neparcurse de curenţi, polarizabile liniar şi izotrop. El prezintă faţă de procedeul clasic tensorial avantajul intuitivităţii şi simplităţii.

Relaţia (6) va fi ulterior utilă în studiul localizării spaţiale a forţelor.

Exprimarea forţei superficiale prin gradientul superficial se încadrează în grupul de concepte „superficiale" (referitoare la suprafeţele de discontinuitate din cîmp). Ea este utilă în rezolvarea unor probleme particulare (suprafaţa de separaţie ca suprafaţă de cîmp, echipotenţială etc.).

Bibliografie

[1] *Jeans, J.* The Mathematical Theory of Electricity and Magnetism, Cambridge, 1927.

[2] *Stratton, J.* Théorie de l'électromagnetisme, Paris, Dunod, 1961.

[3] *Durand, E.* Électrostatique et magnétostatique, Paris, Masson, 1953.

[4] *Smythe, W.* Elektrostatika i elektrodinamika, Moscova, 1954.

[5] *Andronescu, Pl.* Electrotehnica p. I-a, Timişoara, 1948.

[6] *Răduleţ, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii vol. I—II Bucureşti, Ed. didactică, 1955.

[7] *Tamm, I.* Bazele teoriei electricităţii, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1957.

[8] *Simony, K.* Teoreticeskaia elektrotehnika. Moscova, 1964.

[9] *Timotin, Al.* Proprietăţile dinamice ale cîmpului electromagnetic macroscopic în medii oarecari. Teză de doctorat, I.P. Bucureşti, 1957.

[10] *Răduleţ, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme vol. I. Bucureşti, Ed. didactică, 1963.

Intrat în redacţie la 16. X. 1969

Caracteristicile mașinii sincrone cu poli înecați alimentată de la un ondulor cu tiristoare autocomandat. Funcționarea la unghi intern constant

RĂZVAN MĂGUREANU * — București

CZ 621.313.32.044.32 : 621.314.63 – 523

1. Principiul de funcționare

Instalațiile industriale moderne impun realizarea unor sisteme de antrenare cu posibilități cît mai largi de reglare a vitezei. Pînă în ultimul deceniu, mașinile de curent continuu reprezentau singura soluție convenabilă. Dezavantajele lor, printre care se numără necesitatea unei surse de curent continuu de tensiune variabilă, prezența comutatorului mecanic, greutatea specifică mare (kg/kW) au obligat pe cercetători să caute noi soluții sub forma unor motoare care să îmbine avantajele constructive ale mașinilor de curent alternativ cu posibilitățile de reglare a vitezei întîlnite la mașinile de curent continuu [1], [2]. Apariția tuburilor electronice cu gaz a condus la ideea înlocuirii comutatorului mecanic cu un comutator electronic [3], [4], [5], [6]. Deși relativ simplă, soluția nu a dat satisfacții datorită volumului ridicat al tiratroanelor și al randamentului lor scăzut. Realizarea primelor semiconductoare de putere comandate a reactualizat interesul pentru această idee și acum zece ani au fost construite primele micromașini cu comutație electronică [1], [2], alimentate în special prin tranzistoare de putere. Pentru mașini de putere medie sau mare alimentate de la onduloare cu tiristoare, literatura de specialitate — deși citează realizarea lor (automobilul electric japonez, automobilul francez al fraților Jarret, electropompe Siemens etc.) — nu prezintă decît date fragmentare cu privire la caracteristicile teoretice sau experimentale ale acestor mașini, la performanțele și la prețurile lor de cost [2], [10], [11], [13], [16], [19]. Construirea unei asemenea mașini sincrone alimentate de la un ondulor cu tiristoare autocomandat (mașină cu comutator electronic), în cadrul Institutului politehnic București, a permis tragerea unor concluzii privind unele probleme de pornire și funcționare, regimurile tranzitorii, reglajul vitezei, randamentul și șansele de înlocuire a mașinilor clasice de curent continuu.

Pentru alimentarea mașinii s-a folosit schema din figura 1. La rețeaua de curent alternativ de 50 Hz este cuplat un redresor comandat care produce la ieșire o tensiune continuă de amplitudine variabilă. Printr-un filtru este alimentat ondulorul cu tiristoare, ondulor a cărui schemă este prezentată în figura 2. [7], [8], [12], [14], [15]. Comanda ondulorului este realizată fie printr-un traductor de poziție fotovoltaic [17], fie de la un traductor inductiv, alimentat de la un oscilator independent cu

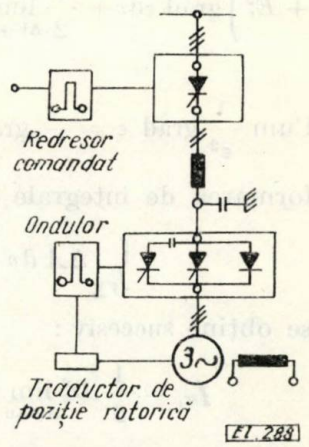


Fig. 1. Schema de principiu a mașinii cu comutator electronic.

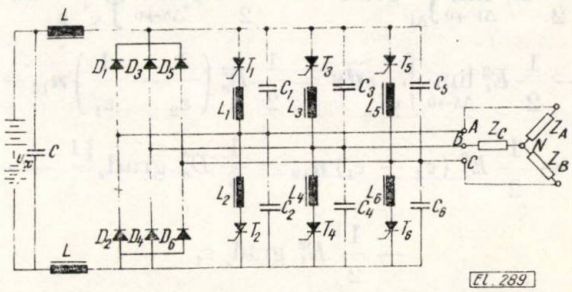


Fig. 2. Schema ondulorului cu tiristoare.

frecvența de 10 kHz (fig. 3). Traductorul inductiv este format dintr-o parte fixă pe care sînt dispuse simetric șase elemente de sesizare prin fața cărora, solidar cu rotorul mașinii, trece o piesă feromagnetică. Prin șase amplificatoare tranzistorizate sînt comandate separat cele șase tiristoare ale ondulorului.

Pentru o succesiune a comenzilor în ordinea 1, 6, 3, 2, 5, 4, tensiunile între faze u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} au forma din figura 4c, iar pentru o sarcină simetrică, tensiunile pe fază u_{AN}, u_{BN}, u_{CN} sînt prezentate în figura 4d. Rezultă deci că pentru orice turație există o legătură rigidă între tensiunea aplicată unei faze, de exemplu u_{AN} și poziția rotorului. În ipoteza luării în considerație numai a armonicii fundamentale a

* Dr. ing. *R. Măgureanu* este asistent la catedra de Mașini electrice I, Institutul politehnic — București.

tensiunii de alimentare U, știind că fazorul tensiunii electromotoare E_0 este reprezentat pe axa „q" rezultă că unghiul dintre acest fazor și fazorul tensiunii la borne este în permanență constant, fixat de operator. Acest

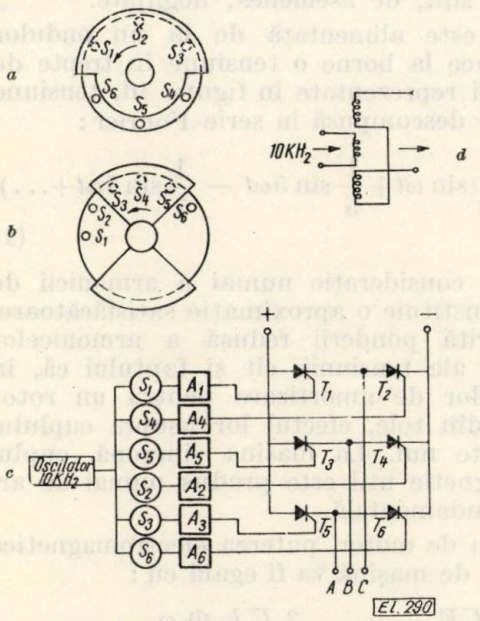


Fig. 3. Schema bloc de comandă a mașinii cu comutator electronic :

a – traductorul pentru mașina cu $2p = 2$; *b* – pentru mașina cu $2p = 4$; *c* – înfășurările traductorului ; *d* – schema principală a comenzii ondulorului.

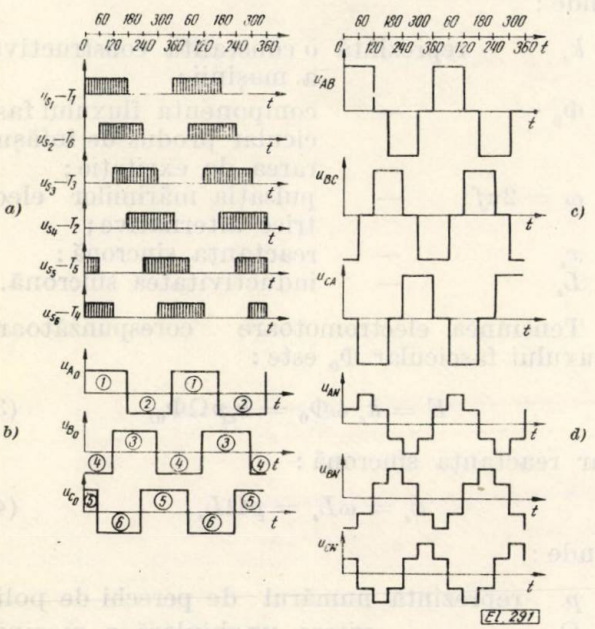


Fig. 4. Forma tensiunilor produse de ondulor :

a – tensiunea de comandă ; *b* – tensiunile u_{AO}, u_{CO}, u_{BO} ; *c* – tensiunile între faze u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} ; *d* – tensiunea pe fază u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}.

unghi între E_0 și U este tocmai unghiul intern al mașinii sincrone δ, unghi intern care se menține constant.

Rezultă deci un nou tip de funcționare a mașinii sincrone ale cărei caracteristici la $\delta = \text{const}$ au altă alură decît cele cunoscute pentru turație constantă [18].

Acest nou regim de funcționare al mașinii sincrone (la $\delta = \text{const}$) nu a fost remarcat pînă acum în literatura de specialitate, obținerea teoretică pe această cale a caracteristicilor mașinii, a regimului optimal, reprezentînd o contribuție originală a autorului. Deși acest gen de mașini au mai fost realizate și s-au

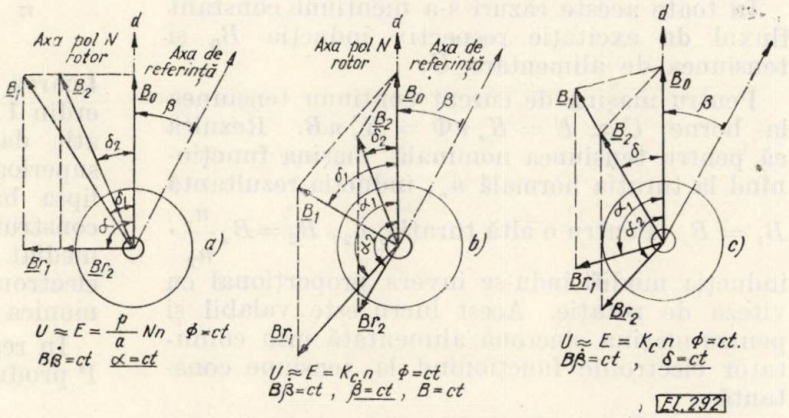


Fig. 5. Diagramele de fazori ale mașinilor sincrone :

a – mașina de curent continuu ; *b* – mașina sincronă clasică ; *c* – mașina cu comutator electronic.

obținut unele caracteristici teoretice sau experimentale, ele au fost privite fie ca niște mașini de curent continuu obișnuite cu colector electronic (de unde și denumirile eronate : moteur à courant continu sans collecteur, brushless DC motors, bezkontactnîe dvigateli postoinovo toka etc. [1]), fie ca niște mașini speciale cărora le-au fost predeterminate caracteristicile pe calea modelării pe calculatoare [16].

Din diagramele de fazori (fig. 5) se pot observa deosebirile de principiu dintre mașinile de curent continuu clasice, mașinile sincrone funcționînd la turație constantă și mașinile sincrone funcționînd la unghi intern constant, toate, de fapt, reprezentînd cazuri particulare de funcționare ale mașinii sincrone. Comutatorul mecanic sau electronic introduce o legătură neolonomă care modifică substanțial regimurile de funcționare (figurile 5a, 5c nu reprezintă compuneri de fazori de frecvențe diferite ci suprapunerea pe același desen a mai multor diagrame fazoriale).

La mașina de curent continuu (fig. 5a), datorită periilor se obține indiferent de viteză un unghi constant între cîmpul de excitație B_0 și cîmpul de reacție B_r (unghiul $\alpha = \text{const}$). Unghiul intern δ dintre cîmpul de excitație B_0 și cîmpul rezultant B cum și viteza de rotație β sînt variabile cu gradul de încărcare al mașinii.

Pentru mașina sincronă clasică, funcționînd la viteză constantă rezultă $\beta = \text{const}$, iar unghiurile α și δ sînt variabile la diferite încărcări.

La mașina cu comutator electronic, se menține constant unghiul intern δ, variabile fiind viteza de rotație β și unghiul α. Se observă că indiferent de tip, mașina sincronă este complet caracterizată prin trei mărimi α, β, δ. Menținerea constantă a uneia dintre ele conduce automat la variația celorlalte două. Se vede clar că mașina cu comutator electronic este o mașină aparte ce nu poate fi confundată în nici un caz cu mașina de curent continuu, avînd o legătură neolonomă diferită și prin urmare caracteristicile obținute vor avea forme deosebite.

În toate aceste cazuri s-a menținut constant fluxul de excitație respectiv inducția B_0 și tensiunea de alimentare U.

Pentru mașina de curent continuu tensiunea la borne $U \approx E = K_e n\Phi = K'_e nB$. Rezultă că pentru tensiunea nominală, mașina funcționînd la turația normală n_n, inducția rezultantă $B_1 = B_n$. Pentru o altă turație, n_2, $B_2 = B_n \frac{n_n}{n_2}$, inducția modificîndu-se invers proporțional cu viteza de rotație. Acest lucru este valabil și pentru mașina sincronă alimentată prin comutator electronic funcționînd la tensiune constantă :

$$U \approx E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fw\ K_w\ Bl = K''_e nB$$

și rezultă, pentru o altă viteză decît viteza nominală, o altă inducție $B_2 = B_n \frac{n_n}{n_2}$.

În figura 6a, b s-au reprezentat diagramele de fazori ale tensiunilor pentru mașina cu comutator electronic, alimentată cu tensiune constantă, funcționînd la două viteze de rotație diferite. În figura 6c cele două diagrame 6a și 6b au fost suprapuse pe un singur desen prezentînd astfel principiul de constucție al acestor diagrame la diverse frecvențe.

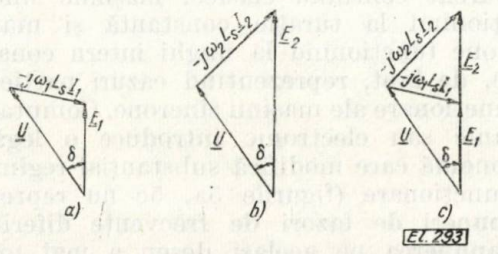


Fig. 6. Diagramele de fazori ale mașinii sincrone funcționînd la unghi intern constant, cuplu rezistent variabil, excitație constantă și tensiune de alimentare constantă.

2. Caracteristicile teoretice ale mașinii sincrone cu poli înecați funcționînd la unghi intern constant

Mașina sincronă, ale cărei caracteristici sînt analizate în continuare, este o mașină sinconă ideală, căreia i se pot aplica ipotezele simplificatoare obișnuite. Înfășurarea statorică este dispusă sinusoidal în crestături de lățime infinit mică, rezistența și reactanța de dispersie a înfășurărilor statorice sînt nule, permeabilitatea magnetică a fierului este infinită, lipsesc barele de amortizare iar curenții induși în tolele rotorice sînt nuli. Pierderile de orice altă natură în mașină sînt, de asemenea, neglijate.

Mașina este alimentată de la un ondulor care produce la borne o tensiune în trepte de forma celei reprezentate în figura 4d, tensiune ce poate fi descompusă în serie Fourier :

$$u = \frac{3}{\pi} U_M \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \ldots\right). \quad (1)$$

Luarea în considerație numai a armonicii de ordin 1 constituie o aproximație satisfăcătoare, atît datorită ponderii redusă a armonicelor superioare ale tensiunii, cît și faptului că, în lipsa barelor de amortizare pentru un rotor construit din tole, efectul lor asupra cuplului mediat este nul. La mașina sincronă, cuplul electromagnetic util este produs numai de armonica fundamentală.

În regim de motor, puterea electromagnetică P produsă de mașină va fi egală cu :

$$P = 3\frac{UE}{x_s} \sin \delta = \frac{3\ U\ k_e\ \Phi_0 \omega}{L_s\ \omega} \sin \delta = \frac{3\ U\ k_e\ \Phi_0}{L_s} \sin \delta \quad (2)$$

unde :

k_e	reprezintă	o constantă constructivă a mașinii ;
Φ_0	—	componenta fluxului fascicular produs de înfășurarea de excitație ;
$\omega = 2\pi f$	—	pulsația mărimilor electrice alternative ;
x_s	—	reactanța sincronă ;
L_s	—	inductivitatea sincronă.

Tensiunea electromotoare corespunzătoare fluxului fascicular Φ_0 este :

$$E = k_e\ \omega\Phi_0 = k_e p\Omega\Phi_0, \quad (3)$$

iar reactanța sincronă :

$$x_s = \omega L_s = p\Omega L_s, \quad (4)$$

unde :

p	reprezintă	numărul de perechi de poli ;
Ω	—	viteza unghiulară a mașinii.

Pentru un unghi intern constant, la un flux de excitație constant și la o tensiune constantă, puterea electromagnetică este constantă :

$$P = \frac{3\ U k_e\ \Phi_0}{L_s} \sin\delta = K = \text{const.} \quad (5)$$

Caracteristicile maşinii au fost reprezentate în unităţi relative luînd ca bază parametrii unei maşini de mică putere cu următoarele date : $P_n = 4$ kW, $U_n = 380$ V, stea, $x_s = 19\ \Omega$, turaţia nominală $n_n = 1500$ rot/min.

Puterea electromagnetică a maşinii este :

$$P = M\Omega \tag{6}$$

unde M este cuplul electromagnetic.

Expresia vitezei unghiulare fiind $\Omega = \frac{P}{M} = \frac{K}{M}$, caracteristica mecanică are forma unei hiperbole echilatere,

$$\Omega = \frac{P}{M} = \frac{3\ Uk_e\ \Phi_0\ \sin\delta}{ML_s}. \tag{7}$$

Pentru diversele valori ale unghiului intern, la tensiune şi flux constant, se obţine o familie de caracteristici mecanice elastice cu aceeaşi alură cu aceea a motoarelor de tip serie (figura 7a).

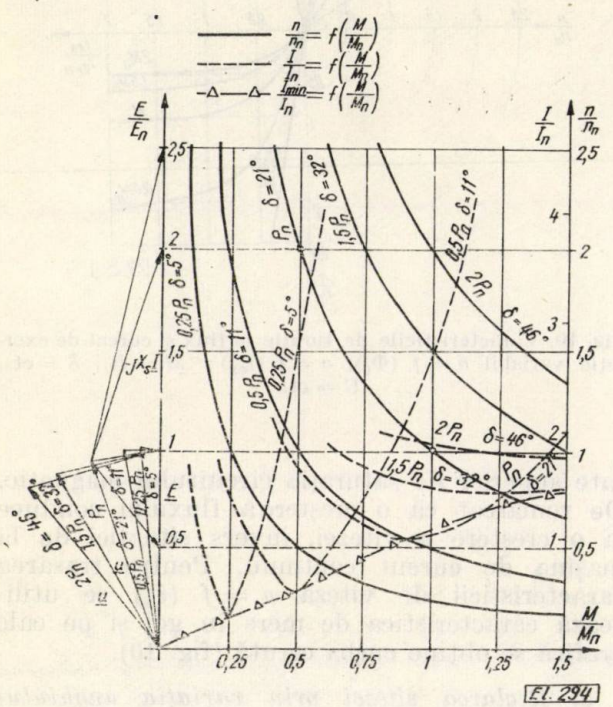


Fig. 7. Caracteristica mecanică şi diagrama de fazori a maşinii cu comutator electronic :
a – caracteristica mecanică ; *b* – diagrama de fazori.

Din relaţiile (3) şi (7) rezultă că expresia tensiunii electromotoare E devine :

$$E = \frac{3\ Uk_e^2\ \Phi_0^2\ \sin\delta}{ML_s}. \tag{8}$$

Ecuaţia tensiunilor pentru circuitul indusului este :

$$\underline{E} = \underline{U} - j\ x_s\ \underline{I}. \tag{9}$$

Diagrama de fazori corespunzătoare este reprezentată în figura 7b cu menţiunea că pentru diverse turaţii avem o suprapunere de diagrame şi nu compunerea unor mărimi de frecvenţe diferite.

Valoarea efectivă a curentului din înfăşurarea indusului :

$$I = \frac{\sqrt{U^2 + E^2 - 2\ UE\cos\delta}}{x_s}, \tag{10}$$

sau :

$$I = \sqrt{\left[\frac{M}{3p\ k_e\Phi_0\sin\delta}\right]^2 - \frac{2}{3}\frac{M}{p\ L_s}\operatorname{ctg}\delta + \frac{k_e^2\ \Phi_0^2}{L_s^2}}. \tag{11}$$

Pentru U, Φ_0, $\sin\delta = \text{const}$, la variaţia cuplului rezistent caracteristica ce se obţine este de tip parabolic (figura 7a). Pentru diverse unghiuri interne, se obţine o familie de caracteristici care se aseamănă cu clasicele curbe în V ale maşinii sincrone.

Se realizează astfel o maşină de curent alternativ cu caracteristici tipice pentru motorul serie de curent continuu, caracteristici care sînt optime pentru tracţiunea electrică, pompe sau instalaţii de ridicat.

3. Reglarea vitezei

Din analiza relaţiei (7) $\Omega = \frac{3\ Uk_e\ \Phi_0\ \sin\delta}{M\ L_s}$ rezultă că pentru un cuplu rezistent constant există trei posibilităţi de reglare a vitezei : a) prin variaţia tensiunii de alimentare U ; b) prin variaţia fluxului de excitaţie Φ_0, respectiv a curentului de excitaţie i_{ex} ; c) prin variaţia unghiului intern δ. Pentru o maşină cu comutator electronic aceste posibilităţi se realizează simplu, dar numai o corelaţie corespunzătoare între aceste mărimi va conduce la o funcţionare optimă a maşinii.

a) *Reglarea vitezei prin variaţia tensiunii*

Reglarea turaţiei prin variaţia tensiunii se poate realiza simplu prin reglarea unghiului de comutaţie al redresorului comandat.

În cazul alimentării directe de la o sursă de curent continuu se poate utiliza, fie un ondulor cu tensiune reglabilă, fie un sistem de alimentare prin impulsuri [8], [9], [12].

Caracteristicile la cuplu constant pentru o variaţie lentă a tensiunii de alimentare sînt prezentate în figura 8 şi reprezintă pentru diverse cupluri o familie de drepte ce trec prin origine, a căror ecuaţie este :

$$\Omega = \frac{3\ Uk_e\ \Phi_0\ \sin\delta}{M\ L_s} = k_n' U. \tag{12}$$

În figura 9 s-au reprezentat diagramele de fazori ale maşinii sincrone cu poli înecaţi ali-

mentată printr-un comutator electronic la tensiunea variabilă, funcționînd la cuplu constant.

Din relațiile (7) și (8) se observă că viteza unghiulară Ω și tensiunea electromotoare E

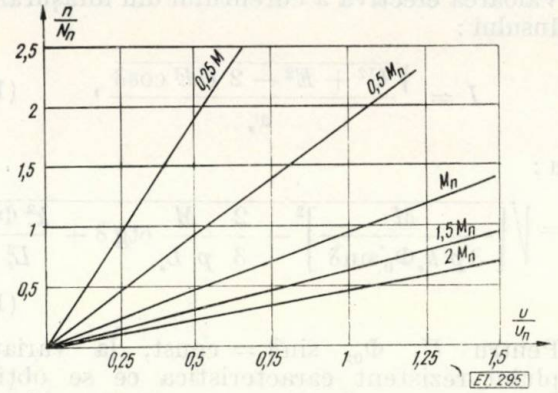


Fig. 8. Caracteristicile de turație la tensiune variabilă $n = f(U)$, M = ct., δ = ct., Φ_0 = ct.

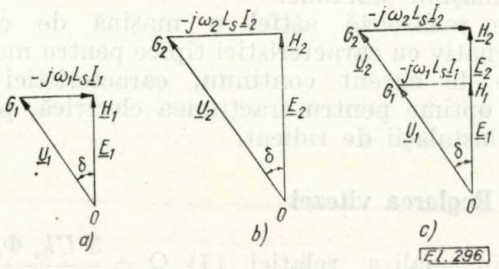


Fig. 9. Diagramele de fazori ale mașinii sincrone funcționînd la unghi intern constant, cuplu rezistent constant, excitație constantă și tensiune variabilă.

sînt direct proporționale cu tensiunea aplicată la borne:

$$E_2 = E_1 \frac{U_2}{U_1},\ \Omega_2 = \Omega_1 \frac{U_2}{U_1},\ \Omega = \frac{\omega}{p}.$$ Triunghiurile OG_1H_1 și OG_2H_2 vor fi asemenea și se poate scrie:

$$\frac{G_1H_1}{G_2H_2} = \frac{OG_1}{OG_2} \text{ sau } \frac{\omega_1 L_s I_1}{\omega_2 L_s I_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}$$

și deci $I_1 = I_2$.

Se desprinde de aici o concluzie interesantă asupra comportării mașinii sincrone funcționînd la unghi intern constant, cuplu rezistent constant: creșterea tensiunii de alimentare, conduce la creșterea vitezei, curentul statoric menținîndu-se constant. Acest lucru se poate deduce și din relația (11), unde se observă că la un cuplu constant valoarea curentului statoric nu este în funcție de tensiunea la borne.

Tensiunea maximă și minimă de lucru este limitată superior de tensiunea inversă iar inferior, de tensiunea de amorsare a tiristoarelor.

b) *Reglarea vitezei prin variația excitației*

Reglarea vitezei prin variația fluxului de excitație are același efect ca și reglajul de tensiune, ecuația caracteristicii de viteză avînd aceeași formă.

$$\Omega = \frac{3\ Uk_e\ \Phi_0 \sin\delta}{ML_s} = k_n''\ \Phi_0. \qquad (13)$$

Pentru diverse cupluri rezistente constante, caracteristicile respective formează o familie de drepte ce trec prin origine (figura 10) limi-

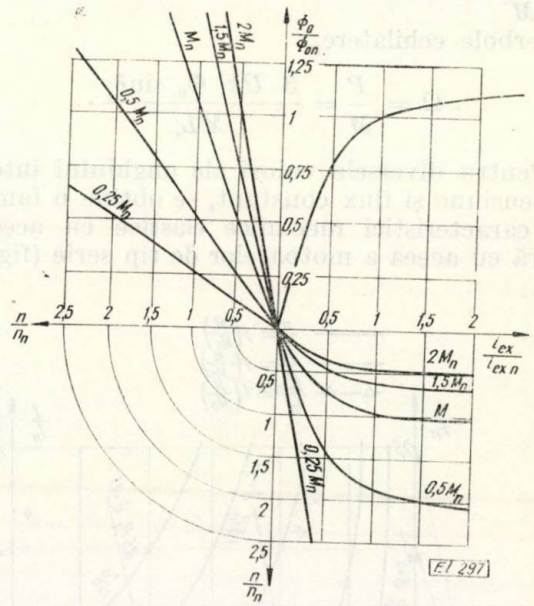


Fig. 10. Caracteristicile de turație la flux și curent de excitație variabil $n = f(\Phi_0)$, $n = f(i_{ex})$; M = ct., δ = ct., U = ct.

tate superior de saturația circuitului magnetic. De remarcat că o creștere a fluxului conduce la o creștere a vitezei, invers situației de la mașina de curent continuu. Pentru trasarea caracteristicii de viteză $n = f(i_{ex})$ se utilizează caracteristica de mers în gol și pe cale grafică se obține curba cerută (fig. 10).

c) *Reglarea vitezei prin variația unghiului intern*

Reglarea vitezei prin modificarea unghiului intern este poate cea mai eficace metodă de reglaj. Un reglaj optim de viteză pentru orice cuplu rezistent nu poate fi realizat acționînd numai asupra tensiunii și fluxului de excitație. În general, în literatura de specialitate se recomandă evitarea reglării vitezei prin variația unghiului intern din cauza unor dificultăți în construcția traductorului. Astfel, lucrarea [10] o indică numai pentru mașinile reactive unde un reglaj de flux nu este posibil. Această reținere este motivată de faptul că reglajul

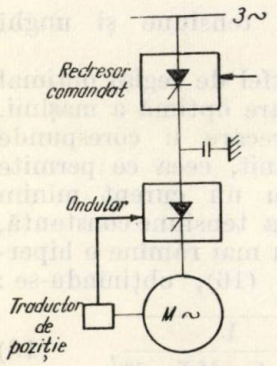


Fig. 11. Construcția specială a excitației mașinii cu comutator electronic.

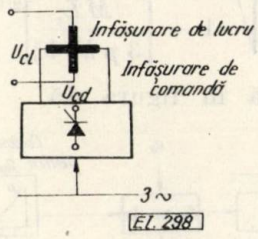
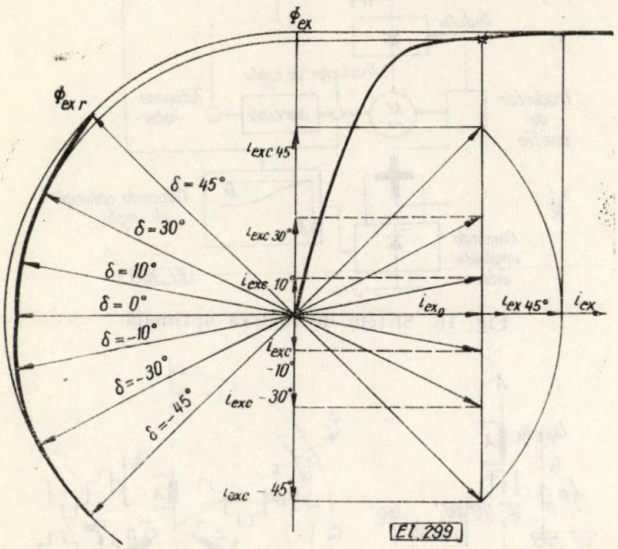


Fig. 12. Variația unghiului intern prin reglarea curentului de excitație în înfășurarea de comandă. Pentru regimul de motor $\delta \in (0° \div 45°)$, $\delta \in (-45° \div 0°)$ generator — frînare recuperativă. ↓



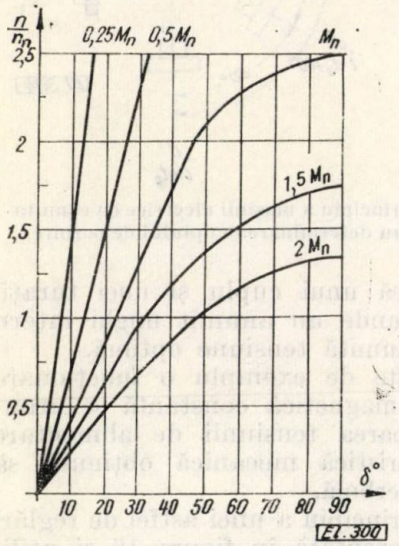


Fig. 13. Caracteristicile de turație la unghi intern variabil $n = f(\delta)$, $M = \text{ct.}$, $\Phi_0 = \text{ct.}$, $U = \text{ct.}$

unghiului intern s-ar putea face numai pe cale mecanică, acționîndu-se asupra părții fixe a traductorului de poziție.

În cele ce urmează se prezintă o nouă metodă de reglare a unghiului intern al mașinii cu comutator electronic bazată pe o construcție specială a sistemului de excitație cu două înfășurări identice în cuadratură, una de lucru 1 și una de comandă 2 (figura 11).

Se reglează astfel traductorul de poziție ca la o alimentare numai a înfășurării de lucru, unghiul intern să fie zero. Printr-un redresor

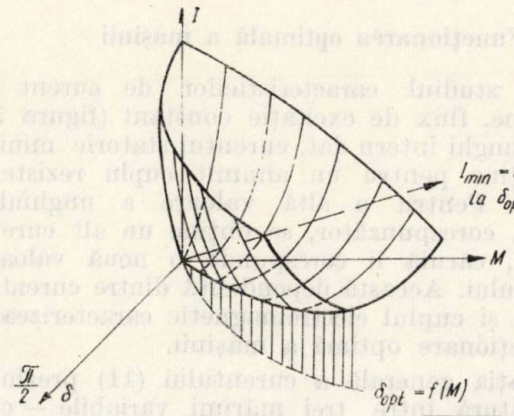


Fig. 14. Suprafața spațială $I = f(M, \delta)$

comandat în înfășurarea de comandă se asigură o variație a curentului de excitație între $+ i_{exn}$ și $-i_{exn}$, și respectiv, după cum se vede din figura 12, o variație a unghiului intern $\pm 45°$, $\delta \in (-45° \div +45°)$. Deși valoarea absolută a solenației rezultante variază între $(1 \div 1{,}41)\ \theta_{exn}$, datorită saturației, fluxul rezultant nu variază decît cu cîteva procente neînsemnate,

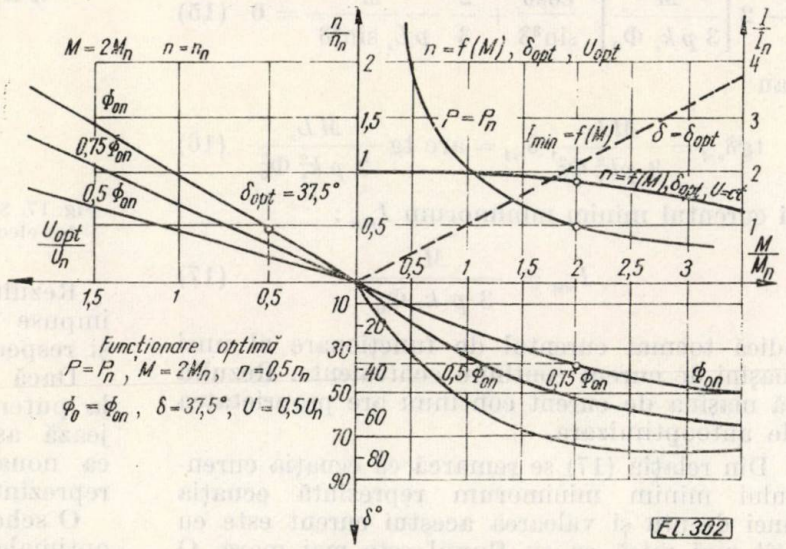


Fig. 15. Determinarea condițiilor de funcționare optimală: $\delta_{opt} = f(M)$, $U_{opt} = f(n)$.

asigurîndu-se o funcționare la flux aproximativ constant (figura 12). Pentru domeniul $\delta \in (-45° \div 0°)$ mașina va lucra în regim de generator ceea ce va corespunde unei frînări recuperative.

Ecuația vitezei unghiulare este:

$$\Omega = \frac{3\,Uk_e\,\Phi_0 \sin\delta}{ML_s} = k'''_n \sin\delta. \qquad (14)$$

Pentru diverse cupluri constante caracteristicile formează o familie de sinusoide ce trec prin origine (figura 13).

4. Funcționarea optimală a mașinii

Din studiul caracteristicilor de curent la tensiune, flux de excitație constant (figura 7), la un unghi intern dat, curentul statoric minim se obține pentru un anumit cuplu rezistent optim. Pentru o altă valoare a unghiului intern, corespunzător, se obține un alt curent minim, căruia îi corespunde o nouă valoare a cuplului. Această dependență dintre curentul minim și cuplul electromagnetic caracterizează o funcționare optimă a mașinii.

Relația generală a curentului (11) prezintă o legătură între trei mărimi variabile — curentul I, momentul rezistent M, și unghiul intern δ. Legătura dintre aceste trei mărimi reprezintă o suprafață spațială, prezentată în figura 14, la care se remarcă imediat că la un cuplu rezistent oarecare se poate găsi un curent minim minimorum care corespunde unui unghi intern bine determinat.

Valoarea acestui δ_{opt}, pentru care curentul este minim minimorum se găsește derivînd în raport cu unghiul δ și egalînd apoi cu zero ecuația curentului statoric (11):

$$-2\left[\frac{M}{3\,p\,k_e\,\Phi_0}\right]^2 \frac{\cos\delta}{\sin^3\delta} + \frac{2}{3}\,\frac{M}{pL_s \sin^2\delta} = 0 \qquad (15)$$

sau

$$\operatorname{tg}\delta_{opt} = \frac{ML_s}{3\,pk_e^2\,\Phi_0^2},\quad \delta_{opt} = \operatorname{arc\,tg}\frac{ML_s}{3\,p\,k_e^2\,\Phi_0^2} \qquad (16)$$

și curentul minim minimorum I_{mm}:

$$I_{mm} = \frac{M}{3\,p\,k_e\,\Phi_0}, \qquad (17)$$

adică tocmai curentul de funcționare al unei mașini de curent continuu echivalente. Rezultă că mașina de curent continuu are proprietatea de autooptimizare.

Din relația (17) se remarcă că ecuația curentului minim minimorum reprezintă ecuația unei drepte și valoarea acestui curent este cu atît mai mică cu cît fluxul este mai mare. O concluzie logică este că mașina este de preferat să lucreze totdeauna la fluxul nominal, viteza fiind reglată numai din tensiune și unghi intern.

Se poate imagina un astfel de reglaj optimal care să asigure o funcționare optimă a mașinii. Unui cuplu rezistent oarecare îi corespunde un unghi intern bine definit, ceea ce permite mașinii să funcționeze cu un curent minim minimorum (figura 15). La tensiune constantă, caracteristica de turație nu mai rămîne o hiperbolă; din relațiile (7) și (16), obținîndu-se:

$$\Omega = \frac{3\,U}{k_e\,\Phi_0\,p}\sqrt{\frac{1}{1+\left[\frac{ML_s}{3\,p\,k_e^2\,\Phi_0^2}\right]^2}}, \qquad (18)$$

relație reprezentată în figura 15.

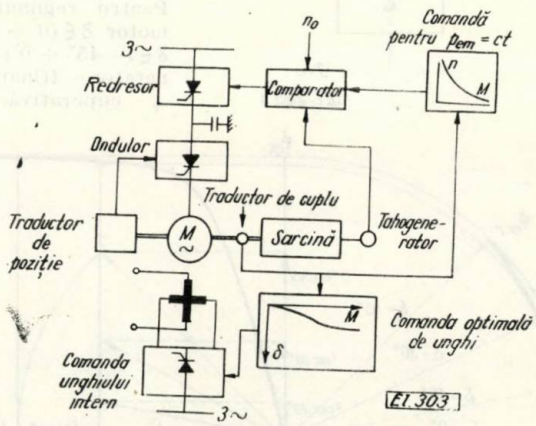


Fig. 16. Sistem de reglare optimală.

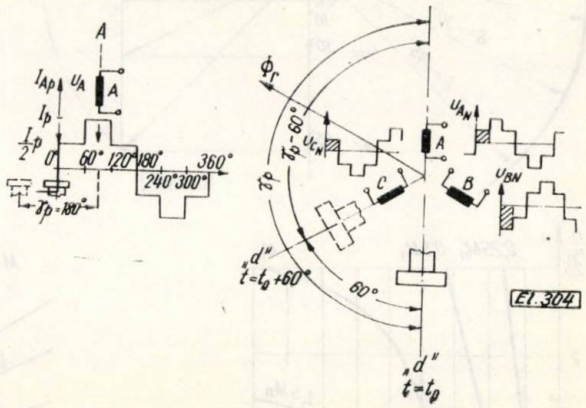


Fig. 17. Schema de principiu a mașinii electrice cu comutator electronic pentru determinarea cuplului de pornire.

Rezultă deci că unui cuplu și unei turații impuse îi corespunde un anumit unghi intern și respectiv o anumită tensiune optimă.

Dacă se dorește de exemplu o funcționare la putere electromagnetică constantă se aranjează astfel valoarea tensiunii de alimentare ca noua caracteristică mecanică obținută să reprezinte o hiperbolă.

O schemă de principiu a unei astfel de reglări optimale este prezentată în figura 16 și utilizarea ei permite obținerea caracteristicilor dorite.

5 Pornirea mașinilor sincrone funcționînd la unghi intern constant

Spre deosebire de mașina sincronă clasică funcționînd la frecvență constantă, funcționarea la unghi intern constant permite pornirea mașinii în regim sincron. Pentru ca pornirea să fie asigurată trebuie realizată o reglare corespunzătoare a traductorului de poziție.

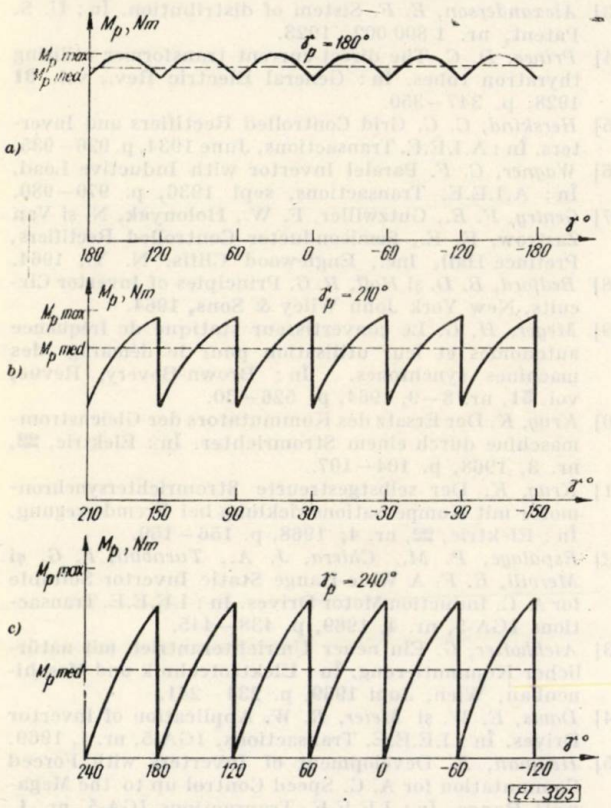


Fig. 18. Variația cuplului de pornire funcție de unghiul γ $M_p = f(\gamma)$ pentru diverse unghiuri de pornire : $a - \gamma_p = 180°$; $b - \gamma_p = 210°$; $c - \gamma_p = 240°$.

La pornire, $f = 0$, cuplul maxim se obține atunci cînd între axa fazei statorice de curent maxim, fie ea A, și axa unui pol N de excitație, există un unghi de 90° (figura 17).

Deoarece poziționarea traductorului pentru acest moment se face mai dificil, s-a preferat un alt moment și anume acela al trecerii curentului fazei A prin 0, respectiv al saltului de la $-\frac{I_p}{2}$ la $+\frac{I_p}{2}$. Acest moment este decalat cu 90° în urmă față de situația prezentată anterior și deci axa d a rotorului va fi decalată cu 180° în urma axei fazei A ($\gamma_p = 180°$) în noul caz.

Timp de 60° curentul în faza A rămîne constant $\left(+\frac{I_p}{2}\right)$. În această plajă, în funcție de poziția inițială a rotorului, cuplul de pornire poate avea diverse valori. Din figura 17 se observă că în timp ce curentul în faza A este $+\frac{I_p}{2}$, pe faza B este $-I_p$, iar pe faza C, $\frac{I_p}{2}$. Fluxul rezultant statoric Φ_r va fi $\frac{3}{2} K_\Phi I_p$ și va avea direcția fazei B. Notînd cu γ unghiul dintre axa fazei A și axa d se deduce simplu că valoarea cuplului de pornire pentru diverse valori ale lui γ este $M_p = \frac{3}{2} k_m \Phi_0 I_p \sin(\gamma - 60°)$,

sau :

$$M_p = \frac{3}{2} K_m \Phi_0 I_p \cos(150° - \gamma) = \\ = M_{p\,max} \cos(150° - \gamma). \qquad (19)$$

Această relație este valabilă pentru domeniul $\gamma_p \leqslant \gamma \leqslant \gamma_p - 60°$. Pentru domeniul $\gamma_p - 60° \leqslant \gamma \leqslant \gamma_p - 120°$ apare o nouă treaptă de curent (pe faza A, $+I_p$), axa cîmpului rezultant se mută cu 60° și respectiv ecuația cuplului are o periodicitate $\frac{\pi}{3}$.

Cuplul mediu de pornire este :

$$M_{p\,med} = \frac{3}{\pi} \int_{\gamma_p}^{\gamma_p - 60} M_p \mathrm{d}\gamma = \frac{3}{\pi} = \\ = M_{p\,max} \cos(180° - \gamma_p). \qquad (20)$$

Pentru o poziție optimă a traductorului, $\gamma_p = 180°$, caracteristica de pornire $M_p = f(\gamma)$ este prezentată în figura 18a : $M_{p\,med} = 0{,}955\, M_{max}$. Pentru alte poziții ale traductorului, $\gamma_p = 210°$ (figura 18b) : $M_{p\,med} = 0{,}82\ M_{max}$, pentru $\gamma_p = 240°$ (figura 18c) $M_{p\,med} = 0{,}47\ M_{max}$.

După cum se vede din figurile 18 a, b, c, schimbarea poziției traductorului față de axa d a mașinii are ca efect o modificare a cuplului de pornire. Un optimum de pornire se realizează pentru un $\gamma_p = 180°$, pentru alte unghiuri, $\gamma_p = 210°$ și $\gamma_p = 240°$, se obține atît o scădere a cuplului mediu cît și apariția unor puncte moarte (figura 18c), poziții pentru care mașina poate să nu pornească.

Între unghiurile γ_p și δ se poate găsi următoarea legătură : fazorul tensiunii electromotoare $\underline{E}_0$ este decalat cu 90° în urma fluxului de excitație, Φ_0, deci a axei d, $\underline{E}_0$, va avea deci direcția axei q. La o funcționare diferită de $f = 0$, curentul statoric nu mai este în fază cu tensiunea, iar unghiul γ_p reprezintă legătura în timp, dintre poziția rotorului (axa $N-S$) și momentul saltului de tensiune pe faza A $\left[-\frac{U_m}{2} \div +\frac{U_m}{2}\right]$, (figura 19) sau a trecerii prin zero a armonicii fundamentale.

Se vede că $\delta = \gamma_p - 90° - 90° = \gamma_p - 180°$ și deci pentru un γ_p optim = 180°, $\delta = 0°$.

La prima vedere, aici apare un paradox. Condițiile optime de pornire $\gamma_p = 180°$ cores-

pund lui $\delta = 0$ şi maşina nu ar trebui să se rotească, puterea electromagnetică fiind nulă. Această nepotrivire se datorează neglijării rezistenţei înfăşurării statorice, al cărei efect la

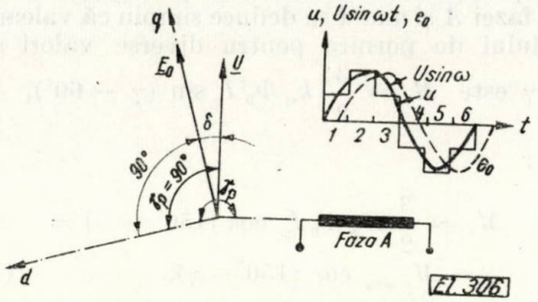


Fig. 19. Diagrama de fazori a maşinii cu comutator electronic (legătura γ_p cu δ).

frecvenţe scăzute poate fi mai mare decît cel al reactanţei sincrone. Luarea în consideraţie a rezistenţei într-un articol următor va elimina complet acest paradox.

Concluzii

Funcţionarea maşinilor sincrone la unghi intern constant rezolvă acel vechi deziderat de realizare a maşinilor de curent alternativ de bun randament, de volum redus, cu caracteristici mecanic asemănătoare maşinilor de curent continuu.

Caracteristicile mecanice prezentate, sub formă de hiperbolă echilateră cu posibilităţi mari de reglaj a vitezei, recomandă maşina pentru diverse aplicaţii industriale şi, în special, pentru tracţiunea electrică. Motor ideal pentru locomotivele şi automobilele electrice, el va fi din ce în ce mai folosit, şi o dată cu ieftinirea aşteptată a tiristoarelor, va deveni competitiv în toate domeniile cu motoarele clasice de curent continuu.

Introducînd noţiunea de regim optimal s-au demonstrat posibilităţile de funcţionare ale maşinii pentru condiţii impuse din exterior (n, M impus), la un randament maxim posibil.

Randamentului maxim şi curentului statoric minim, îi corespund parametri ficşi (Φ_{on}, δ_{optim}, U_{optim}), care a igură o funcţionare optimă a maşinii.

Reglarea unghiului intern prin construcţia specială a excitaţiei cu două înfăşurări în quadratură, reprezintă o metodă originală de reglaj al vitezei, simplificînd comanda maşinilor cu comutator electronic.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Maşini cu comutaţie electronică În : Electrotehnica, **17**, nr. 12, 1969, p. 447—455.

[2] *Dubenskii, A. A.* Bezkontactnie dvigateli postoianovo toka, Moscova, Energia, 1967.

[3] *Alexanderson, E. F.* Sistem of distribution. În : U. S. Patent, nr. 1 800 002, 1923.

[4] *Prince, D. C.* The direct-current transformer utilizing thyratron tubes. În : General Electric Rev., vol. **31** 1928, p. 347—350.

[5] *Herskind, C. C.* Grid Controlled Rectifiers and Inverters. În : A.I.E.E. Transactions, June 1934, p. 926—935.

[6] *Wagner, C. F.* Paralel Invertor with Inductive Load. În : A.I.E.E. Transactions, sept 1936, p. 970—980.

[7] *Gentry, F. E.*, Gutzwiller, F. W., Holonyak, N. şi Van Zastrow, E. E., Semiconductor Controlled Rectifiers, Pretince-Hall, Inc., Englewood Cliffs. N. Y., 1964.

[8] *Bedford, B. D.* şi *Hoft, R. G.* Principles of Invertor Circuits, New York John Wiley & Sons, 1964.

[9] *Meyer, H. G.* Le convertisseur statique de fréquence autonomes et leur utilisation pour le démarage des machines synchrones. În : Brown-Bovery, Revue, vol. **51**, nr. 8—9, 1964, p. 526—30.

[10] *Krug, K.* Der Ersatz des Kommutators der Gleichstrommaschine durch einem Stromrichter. În : Elektrie, **22**, nr. 3, 1968, p. 104—107.

[11] *Krug, K.* Der selbstgestreurte Stromrichtersynchronmotor mit Kompensationswicklung bei Fremderregung. În : Elektrie, **22**, nr. 4, 1968, p. 156—159.

[12] *Espalage, P. M., Chiera, J. A., Turnbull, F. G.* şi *Mervill, E. F.* A Wide-Range Static Invertor Suitable for A. C. Induction Motor Drives. În : I.E.E.E. Transactions IGA-5, nr. 4, 1969, p. 438—445.

[13] *Aichholzer, G.* Ein neuer Umrichterantrieb mit natürlicher Kommutierung. În : Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien, Juni 1969, p. 234—241.

[14] *Davis, E. W.* şi *Meier, R. W.* Application of Invertor Drives. În : I.E.E.E. Transactions, IGA-5, nr. 1, 1969.

[15] *Heuman, K.* Development of Inverters with Forced Commutation for A. C. Speed Control up to the Megawatt Range. În : I.E.E.E. Transactions IGA-5, nr. 1, 1969, p. 61—67.

[16] *Doser, R.* Das Analassen einer stromrichtergesteurten Synchronmaschine unter Last. Abhandlung zur Erlangung der Würder eines Doctors der Technischen Wissenschaften der Eidgenössischen Technischen Hochschule Zürich Juris Druck + Verlag Zürich, 1966.

[17] *Cristea, P., Măgureanu, R.* Traductoare fotovoltaice de poziţie şi viteză utilizînd pături subţiri semiconductoare anizotrope pentru comanda maşinilor şi instalaţiilor electrice. În : Electrotehnica, 17 nr. 5, 1969, p. 190—193.

[18] *Măgureanu, R.* O nouă metodă recuperativă de încercare a maşinii sincrone. În : Electrotehnica, 16, nr. 11, 1968, p. 413—417.

[19] *Von Köllensperger, D., Tovar, K.* Stromrichtermotoren grösserar Leistung. În : Siemens — Zeitschrift 43 nr. 8, 1969, p. 686—690.

Intrat în redacţie la 5. I. 1970

Fenomene de cataliză în transformatoarele de putere în ulei

TIBERIU CIUBOTARU, VIRGIL BĂRCĂNESCU şi FLORU REPETEANU * — Bucureşti

CZ 621.314.2:621.315.615.2

În prezent se consideră că durata de viaţă a unui transformator este de ordinul a treizeci de ani. În mare măsură, durata de viaţă a transformatorului se confundă cu durata de viaţă a izolaţiei. Se ştie că durata de viaţă a izolaţiei transformatoarelor în ulei este determinată de acţiunea conjugată a temperaturii, umidităţii şi oxigenului [1].

Dacă accesul umidităţii şi oxigenului, spre interiorul transformatorului, este oprit, efectul temperaturii asupra procesului de îmbătrînire a izolaţiei solide este relativ redus. Durata de viaţă a izolaţiei solide este, în general, egală cu durata de viaţă a transformatorului. Durata de viaţă a uleiului este, în cele mai multe cazuri, mai redusă. Urmărirea evoluţiei caracteristicilor uleiului transformatoarelor în timp constituie una dintre cele mai importante probleme ale exploatării sistemelor energetice [2].

La o temperatură dată, procesul de îmbătrînire a uleiului este determinat, în special, de prezenţa oxigenului dizolvat, absorbit din atmosferă. Alte gaze dizolvate în ulei, participă, de asemenea, la accelerarea procesului de îmbătrînire însă într-o măsură mult mai mică.

Durata de viaţă a uleiului, ca material izolant, poate fi determinată de acţiunea directă, fără intermediari, a oxigenului asupra uleiului. Prezenţa în uleiul supus oxidării a unor metale cu efect catalizator, poate să determine o accentuare importantă a procesului de îmbătrînire.

Date referitoare la acţiunea catalitică a diverselor metale utilizate în construcţia transformatoarelor nu au fost publicate recent. Este menţionată acţiunea catalitică a cuprului dar numai calitativ, astfel încît mulţi constructori riscă utilizarea unor înfăşurări din bare masive, neizolate, considerînd fenomenul de cataliză de interes mai mult academic. De asemenea, nu se cunosc exact consecinţele faptului că în prezent s-a renunţat la impregnarea cu lac a înfăşurărilor transformatoarelor de toate puterile. În aceeaşi ordine de idei, nu există un răspuns precis la cererile pe care le fac unii utilizatori ai transformatoarelor, referitoare la protecţia interioară a cuvelor şi radiatoarelor, în vederea evitării contactului direct între uleiul izolant şi fierul utilizat în execuţia acestor părţi constructive.

Aceste cereri nu pot fi justificate de dorinţa de a evita corodarea, deoarece atît din experienţa autorilor cît şi a factorilor de exploatare anchetaţi, nu s-au găsit niciodată urme de rugină pe pereţii interiori ai cuvelor şi radiatoarelor aparţinînd transformatoarelor exploatate normal. La aceste argumente se răspunde, uneori, că acoperirea interioară a cuvei şi radiatoarelor este, totuşi, necesară pentru combaterea efectului catalitic al fierului, în procesul de oxidare al uleiului. Aserţiunea poate fi susţinută cu argumentul că după anumite metode de determinare a stabilităţii, procesul de oxidare are loc în prezenţa unei spirale de fier care, se presupune, are un efect catalizator [3].

La întrebările ce rezultă din cele arătate mai sus s-a căutat să se răspundă prin rezultatele experienţelor efectuate pe un mare număr de mostre, din care o parte sînt prezentate în continuare.

Încercările efectuate

Metalele utilizate cel mai curent în construcţia părţilor interioare ale transformatoarelor de putere în ulei sînt fierul, cuprul şi aluminiul. Unele aliaje, ca bronzul şi alama, reprezintă cantităţi neînsemnate.

Cuprul şi aluminiul pot fi utilizate izolate sau neizolate, pentru conductoarele înfăşurărilor şi pentru conexiuni. În varianta conductor izolat, izolaţia poate consta, cel mai frecvent, din hîrtie sau email sau o combinaţie hîrtie-email.

Au fost efectuate încercări de oxidare a uleiului în prezenţa metalelor mai sus enumerate, în acest scop fiind aleasă o metodă de încercare care să permită punerea în evidenţă, în mod separat, a acţiunii fiecărui metal, izolat sau neizolat. Cea mai potrivită scopului propus a fost considerată metoda descrisă de Publicaţia CEI 74 din 1963 [4].

Se cunoaşte că, după această metodă, încercarea de stabilitate se face pe o cantitate de 25 g ulei în care este scufundată o spirală de cupru de dimensiuni standardizate.

Prin eprubetă, în care se găsesc uleiul şi spirala de cupru, se trece o cantitate de oxigen de $1 \pm 0{,}1$ litri/oră. Temperatura uleiului este menţionată la 100°C, cu o toleranţă de $\pm 0{,}5$°C, pentru o durată de încercare de 164 ore.

Schema instalaţiei dată în figura 1, este reprodusă după standardul românesc STAS 6798-63.

Încercările au fost efectuate pentru a stabili gradul de oxidare cînd se înlocuieşte spirala de cupru cu spirale avînd dimensiuni identice dar din metale diferite, toate celelalte condiţii

* Ing. *T. Ciubotaru* şi ing. *V. Bărcănescu* sînt şefi de laborator la I.C.P.E., iar ing. *F. Repeteanu* este cercetător la acelaşi institut.

fiind neschimbate. Calitatea uleiului, pentru o serie completă de încercări, a fost aceeaşi, pentru toate mostrele

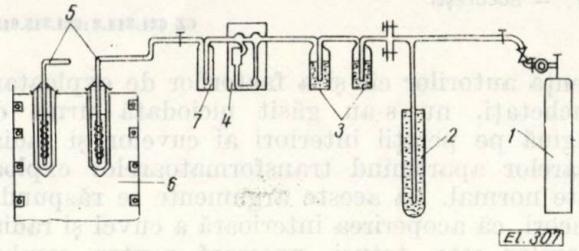


Fig. 1. Schema instalaţiei folosite :

1 — butelie de oxigen, prevăzută cu regulator de presiune în două trepte cu două manometre şi cu ventil -ac, pentru reglarea fină a debitului; 2 — regulator de presiune cu apă; 3 — vase de spălare pentru oxigen, cu acid sulfuric şi soluţie de hidroxid de sodiu; 4 — reometru etalonat în litri pe oră, pentru determinarea debitului de oxigen; 5 — vase de oxidare, formate din eprubete din sticlă neutră, pilnie cu tub în admisie a oxigenului şi spirală de sîrmă din diverse metale, izolate sau neizolate; 6 — dispozitiv de încălzire, constituit dintr-un bloc de aluminiu, prevăzut cu încălzire electrică şi dispozitiv automat de menţinere constantă a temperaturii. Blocul este prevăzut cu locaşuri pentru 8 vase de oxidare; 7 — vas tampon de siguranţă, pentru evitarea pătrunderii apei din reometru în vasul de oxidare.

S-au executat minimum patru determinări pentru fiecare tip de spirală şi serie de încercări.

Pentru aprecierea rolului fiecărui metal în procesul de oxidare al uleiului, au fost încercate şi mostre în care nu s-au introdus spirale metalice.

Determinările s-au efectuat pe următoarele tipuri de mostre :

1 — ulei nou, de două calităţi diferite, care au determinat cele două serii de încercări, ale căror rezultate se dau în tabelele 1 şi 2;

2 — ulei oxidat fără spirală metalică;

3 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de fier neizolat;

4 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de aluminiu neizolat;

5 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de aluminiu izolat cu polivinil formal, supragrosimea izolaţiei 0,1 mm;

6 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de cupru neizolat;

7 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de cupru izolat cu polivinil formal, supragrosimea izolaţiei 0,1 mm;

8 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de cupru izolat cu hîrtie neimpregnată, supragrosimea izolaţiei 0,24 mm (un strat din hîrtie grosime 0,12 mm) jumătate suprapus;

9 — ulei oxidat în prezenţa spiralei de cupru izolat cu hîrtie neimpregnată, supragrosimea izolaţiei 0,48 mm (două straturi din hîrtie de grosime 0,12 mm), jumătate suprapus.

Referitor la variantele 8 şi 9, ţinînd seamă de dimensiunile spiralei şi modul de aşezare al izolaţiei de hîrtie pe conductor, au putut exista mici suprafeţe în care uleiul a venit în contact direct cu conductorul de cupru.

Aşa cum s-a precizat anterior, rezultatele obţinute în urma efectuării încercărilor pentru două calităţi de ulei de transformator sînt date în tabela 1 şi 2.

Analizînd datele obţinute se constată că între cele două uleiuri, în stare nouă, există practic o singură deosebire şi anume, în valorile tgδ la 90°C. Pentru uleiul prezentat în tabela 1, tgδ la 90°C este 8×10^{-3} pe cînd pentru uleiul

Tabela 1

Determinările efectuate pe uleiul sort 1

Proprietăţi \ Ulei		Ulei nou	Oxidat fără spirală metalică	Oxidat cu catalizator: fier neizolat	aluminiu neizolat	aluminiu izolat p.v.f.	cupru neizolat	cupru izolat cu 0,24 mm hîrtie	cupru izolat cu 0,48 mm hîrtie	cupru izolat p.v.f.	Observaţii
Densitate 20°C		0,8810	—	—	—	—	—	—	—	—	
Punct de anilină		76	—	—	—	—	—	—	—	—	
Aciditate organică mg KOH/g ulei		0,0187	0,0260	0,030	0,28	0,027	0,123	0,092	0,075	0,032	
Gudron, %		—	Abs	Abs	Abs	Abs	0,028	0,016	0,010	0,002	
tgδ la	90°C	0,0080	0,0203	0,0220	0,0250	0,0206	0,0802	0,0484	0,0398	0,0253	
	70°C	0,0052	0,0097	0,0075	0,0099	0,0083	0,0270	0,0170	0,0170	0,0077	
	50°C	0,0036	0,0070	0,0055	0,0063	0,0067	0,0110	0,0094	0,0062	0,0054	
	20°C	0,0030	0,0048	0,0049	0,0049	0,0050	0,0054	0,0052	0,0047	0,0051	
ε la	90°C	2,18	2,16	2,17	2,16	2,13	2,12	2,21	2,19	2,07	
	70°C	2,19	2,20	2,20	2,17	2,15	2,14	2,22	2,22	2,12	
	50°C	2,21	2,21	2,21	2,19	2,21	2,17	2,23	2,25	2,15	
	20°C	2,24	2,22	2,22	2,22	2,23	2,18	2,29	2,28	2,22	
Tensiune interfacială dyne/cm		33	24	25,7	27,5	30	16,5	20,1	20,7	28	
Cifra S_k		9	—	—	—	—	—	—	—	—	

cifra S_k = definiţie conf. DIN 51507/66
ε = constanta dielectrică

Tabela 2

Determinările efectuate pe ulei sort 2

Proprietăți \ Ulei		Ulei nou	Oxidat fără spirală metalică	Oxidat cu catalizator							Observații
				fier neizolat	aluminiu neizolat	aluminiu izolat p.v.f.	Cupru neizolat	cupru izolat cu 0,24 mm hîrtie	cupru izolat cu 0,48 mm hîrtie	cupru izolat p.v.f. 1	
Densitate 20°		0,8809	—	—	—	—	—	—	—	—	
Punct de anilină		75	—	—	—	—	—	—	—	—	
Aciditatea organică mg KOH/g ulei		0,0185	0,0286	0,033	0,048	0,043	0,221	0,168	0,141	0,050	
Gudron, %		—	Abs	Abs	Abs	Abs	0,016	0,009	0,007	Abs	
tg δ la	90°C	0,0200	0,0220	0,0230	0,0230	0,0215	0,1759	0,1270	0,0987	0,0237	
	70°C	0,0085	0,0087	0,0099	0,0105	0,0079	0,0564	0,0546	0,0397	0,0093	
	50°C	0,0060	0,0069	0,0063	0,0071	0,0058	0,0303	0,0181	0,0138	0,0068	
	20°C	0,025	0,0032	0,0042	0,0043	0,0040	0,0079	0,0067	0,0060	0,0047	
	90°C	2,16	2,18	2,15	2,15	2,15	2,22	2,19	2,18	2,16	
	70°C	2,19	2,19	2,20	2,16	2,18	2,23	2,20	2,19	2,19	
	50°C	2,19	2,20	2,21	2,18	2,20	2,24	2,21	2,21	2,21	
	20°C	2,20	2,23	2,23	2,20	2.21	2,26	2,23	2,25	2,25	
Tensiunea interfacială dyne/cm		36	30	33	36	35	14	22	25	28	
Cifra S_k		8	—	—	—	—	—	—	—	—	

prezentat în tabela 2 această caracteristică are valoarea 20×10^{-3}.

Studiind, în continuare, rezultatele determinărilor efectuate pentru cele două uleiuri, pentru diversele tipuri de spirale, se constată următoarele: în cazul oxidării fără spirală metalică, se constată că între rezultatele obținute pentru cele două calități de ulei nu există diferențe esențiale, singura deosebire semnificativă remarcîndu-se în valorile obținute pentru tensiunea interfacială. Valori apropiate de cele determinate pentru uleiul oxidat fără catalizator, s-au obținut și pentru mostrele oxidate în prezența spiralei de fier neizolat. Același lucru se poate spune și despre rezultatele obținute pentru mostrele de ulei oxidate în prezența spiralelor de aluminiu neizolat și aluminiu emailat.

Un capitol aparte al acestor determinări îl formează rezultatele obținute pentru încercările efectuate pe mostrele de ulei cu spirale de cupru. Astfel, pentru ambele uleiuri, față de mostrele oxidate fără spirală metalică, la oxidarea în prezența spiralei de cupru neizolat, s-a produs o puternică creștere a acidității (mai mult de cinci ori), și a tg δ 90°C (de patru ori în cazul uleiului prezentat în prima tabelă și de circa opt ori pentru uleiul prezentat în cea de-a doua tabelă) și o însemnată scădere a tensiunii superficiale (de la 24 la 16, în cazul primului ulei și de la 30 la 14 pentru al doilea ulei). O ameliorare simțitoare a valorilor s-a produs în cazul izolării conductorului de cupru cu 0,24 mm hîrtie. Rezultatele au fost și mai bune în cazul încercărilor cu spirală de cupru izolat cu hîrtie de grosime 0,48 mm. Ameliorarea produsă de izolarea cu hîrtie a putut fi constatată pentru ambele sorturi de ulei. Un salt important în ameliorarea rezultatelor și aducerea lor la nivelul celor obținute pentru mostrele oxidate fără spirală metalică, se realizează prin emailarea conductorului de cupru, cu polivinil formal.

Din cele arătate mai sus rezultă că, în condițiile de încercare precizate, cuprul are o puternică acțiune catalitică. Izolarea cu hîrtie a conductorului frînează procesele de cataliză ce se produc la suprafața spiralei de cupru, efectul de frînare fiind cu atît mai accentuat cu cît stratul de hîrtie este mai gros. Cu tot efectul de separare între ulei și cupru, pe care-l produce stratul de hîrtie, se constată că, totuși, chiar la o supragrosime a izolației de 0,48 mm, valorile acidității gudronului, tg δ la 90°C și tensiunea superficială, sînt mult diferite față de cele obținute pentru mostrele fără spirală metalică sau pentru cele cu spirale de fier sau aluminiu. Emailarea conductorului cu polivinil formal anulează, practic complet, efectul catalitic al cuprului.

Pentru punerea în evidență a rezultatelor obținute și pentru a accentua afirmațiile făcute, sînt prezentate diagramele din figurile 2 și 3, în care se dau, grafic determinările efectuate pentru aciditate, gudron, tg δ la 90°C și tensiunea interfacială.

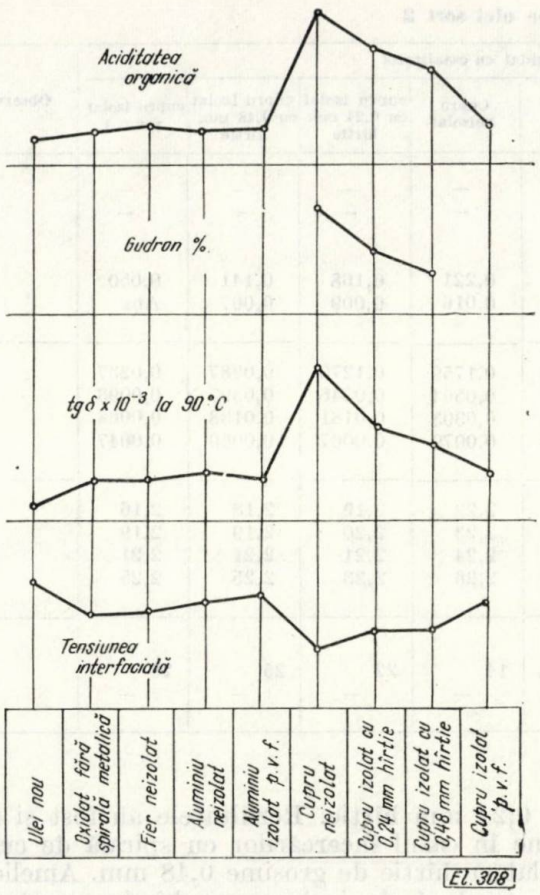


Fig. 2. Determinări conform tabelei 1

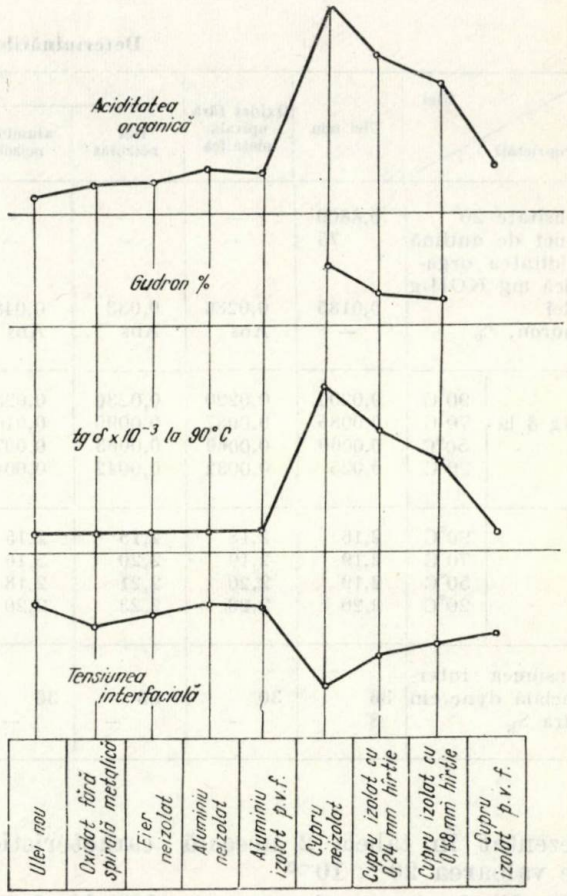


Fig. 3. Determinări conform tabelei 2

Concluzii

— Fierul şi aluminiul, cu suprafeţe netede, nu exercită o acţiune catalitică sesizabilă, în procesul de oxidare a uleiului, în condiţiile precizate de Publicaţia CEI nr. 74 din 1963. Ca urmare, rezultă că aceste două metale pot fi utilizate în construcţia părţilor interioare ale transformatoarelor în ulei, fără nici-un fel de protecţii impuse de fenomenul de cataliză.

— Cuprul neizolat, în condiţiile de experiment mai sus amintite, exercită o puternică acţiune catalitică. În cazul utilizării cuprului pentru construcţia unor părţi interioare ale transformatoarelor în ulei, se impune izolarea acestuia, în vederea reducerii sau anulării acţiunii catalitice.

— Efectul de frînare al acţiunii catalitice, pe care îl exercită izolaţia de hîrtie a conductorului, este cu atît mai pronunţat cu cît stratul de izolaţie este mai gros. Se remarcă faptul că, în condiţiile de experiment precizate, chiar o grosime a izolaţiei de 0,48 mm (utilizată în mod curent) nu reprezintă o protecţie eficace a uleiului împotriva efectului catalitic al cuprului.

— Acoperirea conductorului de cupru cu un strat de email polivinil format de 0,1 mm grosime, are ca rezultat anularea efectului catalitic al cuprului.

— Efectele renunţării la impregnarea înfăşurărilor transformatoarelor în ulei, executate din conductoare de cupru izolate cu hîrtie, trebuie analizate nu numai sub aspectul îmbunătăţirii calităţilor dielectrice ale izolaţiei ci şi din punctul de vedere al efectelor catalitice ale cuprului, în procesul de îmbătrînire a uleiului.

Bibliografie

[1] *Norris, TE. High* voltage power — transformer insulation. În : Proc. IEE 110, nr. 2, febr 1963, p. 428—440.
[2] *Ciubotaru, P. T.* Uscarea, impregnarea şi conservarea în exploatare a izolaţiei transformatoarelor de mare putere şi înaltă tensiune IDT, Bucureşti, 1967.
[3] VTI 928-56 (Standard sovietic).
[4] Publicatia C.E.I., 1963.

Intrat în redacţie la 3. III. 1970

Modelarea analogică a unei scheme sintetice care simulează defectul kilometric şi stabilirea zonei de solicitare maximă a întreruptorului încercat

MIMI SASU * — Bucureşti

CZ 621.316.57.064.31:621.315.1

La deconectarea unui scurtcircuit de către un întreruptor instalat într-o reţea, la bornele întreruptorului apare o tensiune tranzitorie de restabilire, care constituie solicitarea dielectrică cea mai importantă a întreruptorului, imediat după stingerea arcului electric.

În cadrul unei cercetări anterioare s-a determinat expresia analitică a tensiunii tranzitorii de restabilire pentru trei scheme de încercări sintetice la putere de rupere a întreruptoarelor de înaltă tensiune (schemele Weil—Dobke Zajik şi mixtă) şi s-a stabilit o metodică de calcul pentru determinarea parametrilor schemelor respective, care au fost calculaţi în aproximativ 180 de variante [1]. Modelînd pe un calculator analogic cele trei scheme sintetice după deconectare, pentru o variantă comună de calcul, s-au obţinut grafic caracteristicile de variaţie ale tensiunii de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat.

În studiul menţionat s-a presupus că scurtcircuitul se produce în imediata apropiere a întreruptorului. În general însă, scurtcircuitul poate să apară nu imediat după întreruptor, ci pe linie, la cîţiva kilometri de întreruptor, aşa cum se vede în figura 1. În acest caz are

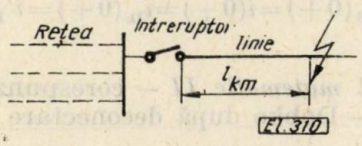


Fig. 1. Defectul kilometric.

loc aşa numitul fenomen de defect kilometric, al cărui pericol constă în reamorsarea arcului electric în întreruptor, deoarece din cauza vitezei mari de creştere a tensiunii de restabilire, aceasta poate să devină mai mare decît tensiunea de ţinere între contactele întruptorului [2]. Sub acest aspect, prezintă o mare importanţă determinarea pentru un anumit tip de întreruptor şi pentru o linie cu anumiţi parametri, a zonei periculoase a defectului kilometric.

În lucrarea de faţă se prezintă rezultatele cercetării efectuate de autor, cu ajutorul unui calculator analogic, asupra schemei Weil-Dobke cu inserţie în circuitul de înaltă tensiune a unei linii artificiale de defect kilometric. Cercetarea a urmărit să stabilească condiţiile de echivalenţă între linia artificială şi linia reală, să pună în evidenţă influenţa distanţei la care are loc scurtcircuitul pe linie asupra tensiunii tranzitorii de restabilire şi să delimiteze zona de solicitare maximă a întreruptorului încercat.

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător ştiinţific principal în Laboratorul de calcul electronic din ICPE.

Consideraţii teoretice

Schema de principiu corespunzătoare schemei Weil—Dobke într-o variantă care simulează defectul kilometric este reprezentată în figura 2a. Linia reală se consideră ca o linie întreruptă, cu o extremitate liberă şi cu cealaltă pusă la pămînt. Dacă se neglijează amortizarea liniei, se poate utiliza, în mod obişnuit, pentru simularea ei un circuit echivalent format dintr-un număr oarecare de secţiuni în π [3], [4], [5], [6].

În cazul de faţă s-a preferat să se utilizeze o linie artificială tip serie, studiată în ultimii ani în laboratoarele de specialitate din Anglia şi Japonia [5], [6], [7]. Spre deosebire de liniile artificiale utilizate în mod curent, care au o dispoziţie simetrică, comportînd secţiuni egale, linia artificială tip serie este construită pentru a avea frecvenţe naturale care să fie multipli impari ai frecvenţei fundamentale. În literatura de specialitate se arată că în urma încercărilor pe model s-a stabilit că dispoziţia în serie gradată cu trei secţiuni este comparabilă cu dispoziţia cu nouă secţiuni egale (secţiuni în π), în ceea ce priveşte comportarea întreruptorului şi forma undelor [5].

Ţinînd seamă de cele de mai sus, s-a ales pentru linia de defect kilometric, o linie artificială tip serie, formată din trei celule. Ca urmare, schema de încercare la defect kilometric din figura 2a. se realizează practic sub forma din figura 2b. Pentru acest tip de linie artificială s-au stabilit următoarele condiţii de echivalenţă cu linia reală [2], [6]:

$$C_{1k} = \frac{C_0}{2} l\,;\; L_{1k} = \frac{8L_0}{[(2k-1)\pi]^2} l,\ (k = 1,2,3). \quad (1)$$

Întreruptorul auxiliar B, ca şi întreruptorul încercat A se consideră ideale, respectiv se neglijează căderile de tensiune în arc. Atît timp cît contactorul sincron K_2 este deschis, se presupune că curentul i_1 circulă exclusiv prin circuitul de curent, de unde rezultă că linia artificială de defect kilometric nu este

alimentată. Interesează deci să se studieze comportarea schemei din figura 2b după închiderea contactorului K_2. Aceasta revine la studierea circuitului de tensiune al schemei de încercare în două faze :

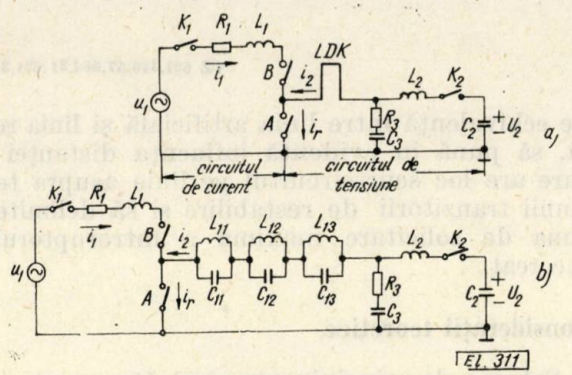


Fig. 2. Schema Weil-Dobke cu inserţie în circuitul de tensiune.

a) $K_2 \downarrow A \uparrow$, $r_A = 0$ (înainte de deconectare)

b) $K_2 \downarrow A \uparrow$, $r_A = \infty$ (după deconectare).

În figurile 3 şi 4 sînt reprezentate schemele de principiu corespunzătoare.

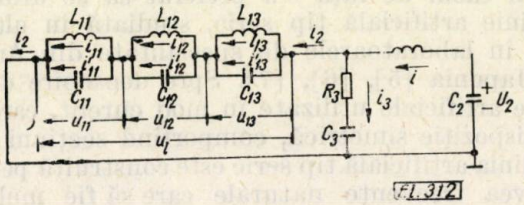


Fig. 3. Schema Weil — Dobke înainte de deconectare.

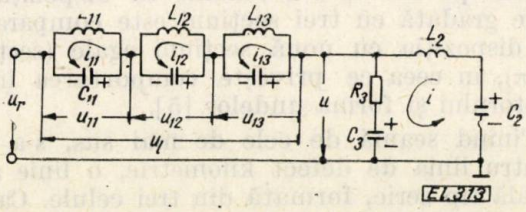


Fig. 4. Schema Weil — Dobke după deconectare.

Modelarea analogică

Pe baza schemelor electrice din figurile 3 şi 4 s-au întocmit două modele matematice adecvate pentru rezolvare pe un calculator analogic.

Modelul matematic I — corespunzător schemei Weil—Dobke înainte de deconectare :

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_2}{L_2} - \frac{1}{L_2 C_2}\int_0^t i\,dt - \frac{1}{L_2}u_l \qquad (2)$$

$$i_3 = -\frac{1}{R_3 C_3}\int_0^t i_3\,dt + \frac{1}{R_3}u_l \qquad (3)$$

$$i_2 = i - i_3 \qquad (4)$$

$$u_{c_2} = U_2 - \frac{1}{C_2}\int_0^t i\,dt \qquad (5)$$

$$u_{c_3} = \frac{1}{C_3}\int_0^t i_3\,dt \qquad (6)$$

$$u_l = u_{11} + u_{12} + u_{13} \qquad (7)$$

$$\frac{du_{11}}{dt} = -\frac{1}{L_{11}C_{11}}\int_0^t u_{11}\,dt + \frac{1}{C_{11}}i_2 \qquad (8)$$

$$\frac{du_{12}}{dt} = -\frac{1}{L_{12}C_{12}}\int_0^t u_{12}\,dt + \frac{1}{C_{12}}i_2 \qquad (9)$$

$$\frac{du_{13}}{dt} = -\frac{1}{L_{13}C_{13}}\int_0^t u_{13}\,dt + \frac{1}{C_{13}}i_2 \qquad (10)$$

$$i_{11} = \frac{1}{L_{11}}\int_0^t u_{11}\,dt \qquad (11)$$

$$i_{12} = \frac{1}{L_{12}}\int_0^t u_{12}\,dt \qquad (12)$$

$$i_{13} = \frac{1}{L_{13}}\int_0^t u_{13}\,dt. \qquad (13)$$

Condiţii iniţiale pentru sistemul de ecuaţii de mai sus :

$$u_{c_2}(0+) = U_2\,; \quad u_{c_3}(0+) = u_{1k}(0+) = 0 \quad (k = 1, 2, 3) \qquad (14)$$

$$i_2(0+) = i_3(0+) = i(0+) = i_{1k}(0+) = i'_{1k}(0+) = 0. \qquad (15)$$

Modelul matematic II — corespunzător schemei Weil—Dobke după deconectare :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L_2}u_{c_2}(t_1) - \frac{1}{L_2}u_{c_3}(t_1) - \frac{R_3}{L_2}i - \frac{1}{L_2}\left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)\int_{t_1}^t i\,dt \qquad (16)$$

$$u = u_{c_3}(t_1) + R_3 i + \frac{1}{C_3}\int_{t_1}^t i\,dt \qquad (17)$$

$$u_l = u_{11} + u_{12} + u_{13} \qquad (18)$$

$$u_r = u - u_l \qquad (19)$$

$$\frac{di_{11}}{dt} = \frac{1}{L_{11}}u_{11}(t_1) - \frac{1}{L_{11}C_{11}}\int_{t_1}^t i_{11}\,dt \qquad (20)$$

$$\frac{di_{12}}{dt} = \frac{1}{L_{12}}u_{12}(t_1) - \frac{1}{L_{12}C_{12}}\int_{t_1}^t i_{12}\,dt \qquad (21)$$

$$\frac{di_{13}}{dt} = \frac{1}{L_{13}}u_{13}(t_1) - \frac{1}{L_{13}C_{13}}\int_{t_1}^t i_{13}\,dt \qquad (22)$$

$$u_{11} = L_{11}\frac{di_{11}}{dt} \tag{23}$$

$$u_{12} = L_{12}\frac{di_{12}}{dt} \tag{24}$$

$$u_{13} = L_{13}\frac{di_{13}}{dt}. \tag{25}$$

Condiţiile iniţiale pentru sistemul de ecuaţii II sînt identice cu condiţiile finale obţinute în urma rezolvării sistemului de ecuaţii I în intervalul de timp $0-t_1$. Deci :

$$u_{c_2}(t_1+) = u_{c_2}(t_1-);\ u_{c_3}(t_1+) = u_{c_3}(t_1-);\ u_{1k}(t_1+) = u_{1k}(t_1-) \tag{26}$$

$$i(t_1+) = i(t_1-);\ i_{1k}(t_1+) = i_{1k}(t_1-)\ (k = 1, 2, 3) \tag{27}$$

unde t_1 reprezintă cea mai mică rădăcină diferită de zero a ecuaţiei :

$$i_2(t_1) = 0. \tag{28}$$

Schemele de modelare corespunzătoare funcţionării schemei sintetice în cele două faze sînt reprezentate în figurile 5 şi 6, în care coeficienţii $\varphi_j (j = 1 \div 21)$, K_0 şi K_1 depind de parametrii electrici ai schemei sintetice, precum şi de transformările de scară utilizate.

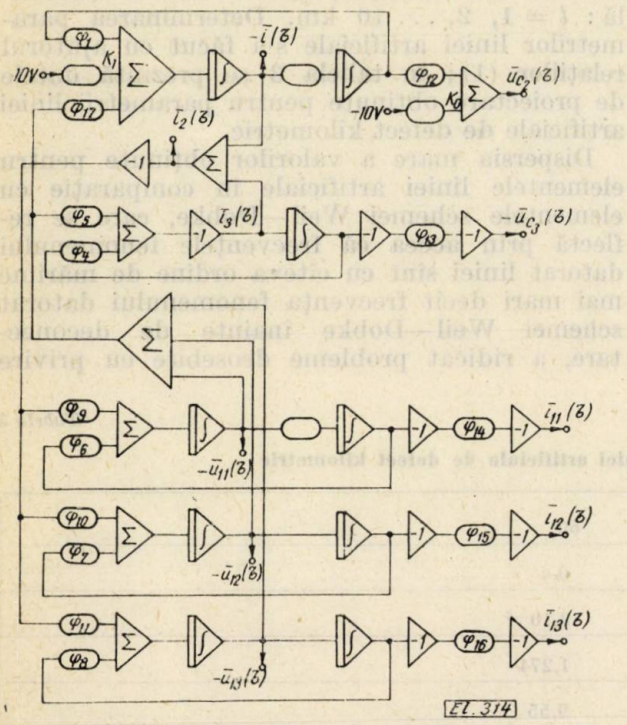


Fig. 5. Schema de modelare corespunzătoare schemei Weil — Dobke înainte de deconectare.

În continuare, se prezintă cîteva observaţii legate de tehnica de modelare utilizată.

a) Schema analizată este o schemă cu structură variabilă — ceea ce impune o atenţie deosebită la stabilirea condiţiilor iniţiale. Aşa de pildă, trebuie să se ţină seamă de faptul că, condiţiile iniţiale pentru modelul matematic

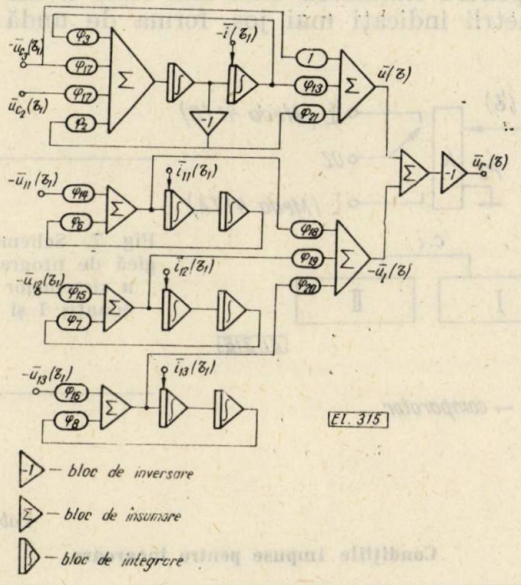


Fig. 6. Schema de modelare corespunzătoare schemei Weil— Dobke după deconectare.

corespunzător funcţionării schemei Weil—Dobke după deconectare sînt identice cu condiţiile finale obţinute în urma rezolvării sistemului de ecuaţii care descriu funcţionarea schemei înainte de deconectare.

Modelarea analogică a unei astfel de scheme cu structură variabilă a fost facilitată de faptul că, calculatorul analogic utilizat este dotat, în afara echipamentelor de calcul obişnuite, cu blocuri speciale numite comparatoare. În consecinţă, deoarece calculatorul MEDA 81 T este realizat practic sub forma a două blocuri de modelare MEDA 41 TA şi MEDA 41 TB, care pot lucra independent, modelul matematic I (corespunzător schemei din fig. 3) a fost transpus pe MEDA 41 TA, iar modelul matematic II (corespunzător schemei din fig. 4), pe MEDA 41 TB. Cu ajutorul unui comparator s-a realizat schema logică de programare prezentată în figura 7.

Schema logică de programare lucrează în felul următor :

1) $\tau < \tau_1$, $I_2(\tau) > 0$ — I Funcţionare ; II Stop
2) $\tau > \tau_1$, $I_2(\tau) < 0$ — I Stop ; II Funcţionare.

În acest fel, trecerea de la modelul matematic I la modelul matematic II se face în mod automat, în momentul primei treceri prin zero a curentului de injecţie i_2.

b) Modelele matematice au fost astfel concepute încît să apară în mod explicit nu numai mărimile utile, ci şi anumite mărimi interme-

diare a căror variaţie în funcţie de timp este previzibilă, în scopul unui control permanent al corectitudinii modelării. Aceasta a permis de exemplu, să se stabilească pe cale experimentală, cu ajutorul calculatorului analogic, că pentru simularea unei linii reale avînd parametrii indicaţi mai jos, forma de undă cea

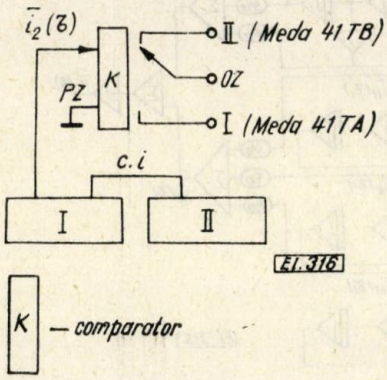


Fig. 7. Schema logică de programare a sistemelor de ecuaţii I şi II.

mai apropiată de unda triunghiulară ideală se obţine în cazul în care se foloseşte o linie artificială formată numai din două secţiuni. În consecinţă, în măsurătorile finale s-a utilizat o linie artificială formată numai din două celule ($L_{11}C_{11}$ şi $L_{12}C_{12}$).

c) Pentru modelarea pe calculatorul analogic a unui sistem de ecuaţii este necesar, în general, să se efectueze anumite transformări de scară adecvate pentru a încadra fenomenul fizic real în domeniul de utilizare al calculatorului, transformările efectuate fiind de forma $t = \alpha\tau$; $i = \beta\bar{i}$; $u = k\bar{u}$.

După cum s-a menţionat în introducere, schema Weil—Dobke a format obiectul preocupărilor unei cercetări anterioare [1]. Dintre cele cîteva zeci de variante în care s-au calculat parametrii schemei Weil—Dobke, s-a ales pentru realizarea schemei de încercare la defect kilometric, varianta sintetizată în tabelele 1 şi 2.

Corespunzător unui întreruptor de 110 kV s-a considerat o linie cu următorii parametri (măsuraţi la 50 Hz):

$$X_L = 0{,}4\ \Omega/\text{km};\quad S = 3 \cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1}/\text{km}.$$

Lungimea liniei, respectiv distanţa la care are loc scurtcircuitul, s-a considerat variabilă: $l = 1, 2, \ldots 10$ km. Determinarea parametrilor liniei artificiale s-a făcut cu ajutorul relaţiilor (1); în tabela 3 se prezintă datele de proiectare obţinute pentru parametrii liniei artificiale de defect kilometric.

Dispersia mare a valorilor obţinute pentru elementele liniei artificiale în comparaţie cu elementele schemei Weil—Dobke, care se reflectă prin aceea că frecvenţele fenomenului datorat liniei sînt cu cîteva ordine de mărime mai mari decît frecvenţa fenomenului datorat schemei Weil—Dobke înainte de deconectare, a ridicat probleme deosebite cu privire

Tabela 1

Condiţiile impuse pentru încercare

$U_{1\,ef.}$ kV	$I_{1\,ef.}$ kA	cos φ	f_1, Hz	β_0	f_2, Hz	o	$U_{nef.}$ kV	P_{R_s} %	f_3, Hz
24	40	0,1	50	0	500	1,5	110	50	3000

Tabela 2

Date de proiectare pentru parametrii schemei Weil—Dobke

R_3, Ω	L_2, mH	C_2, μF	C_3, μF	U_2, kV
90	9	11,27	0,30	159

Tabela 3

Date de proiectare pentru parametrii liniei artificiale de defect kilometric

	f, Hz	50								
	X_L, Ω/km	0,4								
	S, Ω^{-1}/km	3.10^{-6}								
	L_0, mH/km	1,274								
	C_0, nF/km	9,55								
	l, km	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
k	C_{1k}, nF	4,8	9,6	14,4	19,2	24,0	28,8	33,6	38,4	43,2	48,0
1	L_{11}, mH	1,034	2,068	3,102	4,136	5,170	6,204	7,238	8,272	9,306	10,34
2	L_{12}, mH	0,115	0,230	0,345	0,460	0,574	0,689	0,804	0,919	1,034	1,149
3	L_{13}, mH	0,041	0,083	0,124	0,165	0,207	0,248	0,290	0,331	0,372	0,414

la stabilirea factorilor de tranformare din mărimi reale în mărimi calculator. Astfel, s-a constatat că e necesar să se facă un calcul de optimizare pentru determinarea valorilor optime ale factorilor de transformare de timp şi de amplitudine (α, β, k), în funcţie de lungimea liniei, pentru a face posibilă încadrarea fenomenului fizic real în domeniul de măsură al calculatorului analogic. În mare, metoda utilizată în cazul de faţă pentru determinarea valorilor optime ale transformărilor de scară şi corespunzător, ale coeficienţilor φ_j ($j = 1 \div 21$), K_0 şi K_1 ai schemelor de modelare, în cele 10 variante de studiu, este similară cu cea prezentată într-o altă lucrare [8].

Rezultatele obţinute şi interpretarea lor

Din materialul grafic obţinut pe calculatorul analogic pentru $l = 1, 2, \ldots 10$ km, în lucrarea de faţă se prezintă pentru exemplificare o familie de caracteristici $\bar{u} = \bar{u}(\tau)$; $-\bar{u}_l = -\bar{u}_l(\tau)$ şi $\bar{u}_r = \bar{u}_r(\tau)$ corespunzătoare unei linii de 5 km (fig. 8) Pe diagrama res-

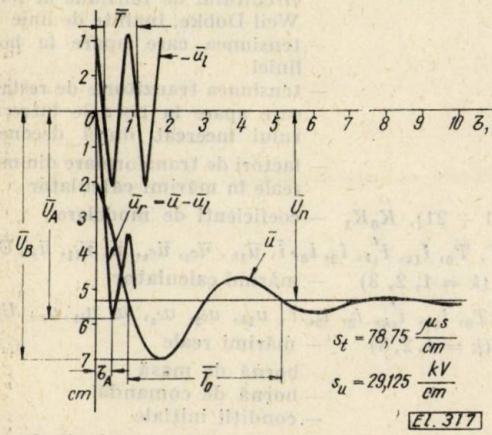


Fig. 8. Diagrama tensiunii tranzitorii de restabilire la defectul kilometric ($l = 5$ km).

pectivă sînt indicate şi transformările de scară necesare pentru a se trece la mărimi reale.

a) Pentru definirea tensiunii tranzitorii de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat s-au utilizat patru parametri de formă [2]:

$$\left.\begin{aligned} \sigma &= \frac{U_A}{U_n} \quad ; \quad \gamma = \frac{U_B}{U_n} \\ v_0 &= \left(\frac{du_r}{dt}\right)_{t=0} \cong \frac{U_A}{t_A} \quad ; \quad f_0 = \frac{1}{T_0} \end{aligned}\right\}. \tag{29}$$

În urma prelucrării datelor obţinute prin măsurători grafice din diagramele de variaţie ale tensiunii tranzitorii de restabilire în funcţie de timp, la diferite valori ale lungimii liniei, s-au obţinut informaţii în legătură cu modul de variaţie a parametrilor σ, γ şi v_0 în funcţie de lungimea liniei, informaţii sintetizate în diagramele din figurile 9 şi 10. Experimental s-a constatat că în absenţa liniei ($l = 0$) se obţine $\gamma = \gamma_0 = 1{,}5$ conform valorii impuse (tabela 1).

În ceea ce priveşte al patrulea parametru, respectiv frecvenţa proprie de oscilaţie f_0 a

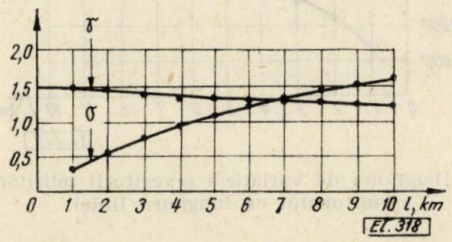


Fig. 9. Diagrama de variaţie a factorului de suboscilaţie σ şi a factorului de supraoscilaţie γ cu lungimea liniei.

tensiunii tranzitorii de restabilire, se constată că nu variază cu lungimea liniei, ceea ce este normal întrucît valoarea ei este determinată de parametrii schemei Weil—Dobke. Experimental s-a obţinut $f_0 = 3\,000$ Hz (cu o precizie

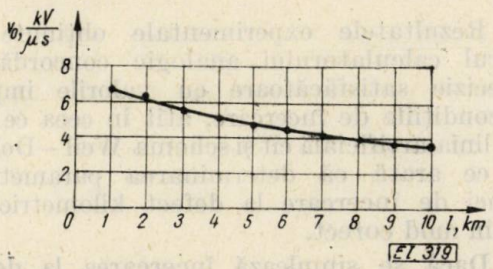


Fig. 10. Diagrama de variaţie a vitezei iniţiale de creştere a tensiunii tranzitorii de restabilire cu lungimea liniei.

mai bună de 5%), ceea ce corespunde condiţiilor impuse (valoarea lui f_3 din tabela 1).

b) În vederea unui control suplimentar al corectitudinii modelării, din diagramele înregistrate pe calculator în cele 10 variante (l = parametru) s-a determinat frecvenţa proprie de oscilaţie a tensiunii care apare la bornele liniei artificiale $\left(f = \frac{1}{T}\right)$. Comparînd rezultatele obţinute în acest mod, cu datele teoretice care se obţin pentru frecvenţa f, utilizînd formula [2]:

$$f = \frac{1}{4\, l \sqrt{L_0 C_0}}, \tag{30}$$

s-a constatat că rezultatele obţinute pe cale experimentală pentru linia artificială de defect kilometric satisfac condiţiile impuse cu o precizie mai bună de 2%.

c) Pentru calculul severității încercării unui întreruptor la defectul kilometric s-a utilizat relația lui Pouard [2]. Cu relațiile adoptate în

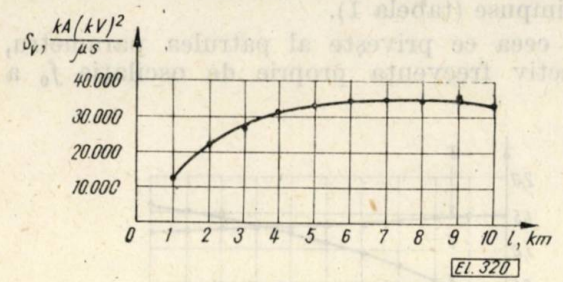


Fig. 11. Diagrama de variație a severității solicitării întreruptorului cu lungimea liniei.

lucrarea de față relația respectivă se scrie sub forma :

$$S_v = I_{1ef}\, U_A\, v_0. \qquad (31)$$

Variația lui S_v în funcție de lungimea liniei e reprezentată în figura 11.

Concluzii

a) Rezultatele experimentale obținute cu ajutorul calculatorului analogic concordă cu o precizie satisfăcătoare cu valorile impuse prin condițiile de încercare, atît în ceea ce privește linia artificială cît și schema Weil—Dobke, ceea ce arată că determinarea parametrilor schemei de încercare la defect kilometric s-a făcut în mod corect.

b) Dacă se simulează încercarea la defect kilometric a unui întreruptor avînd o tensiune nominală de 110 kV, la un curent de scurtcircuit de 40 kA și la o putere de rupere de 50 %, (în ipoteza neglijării căderii de tensiune în arc), parametrii liniei fiind $X_L = 0{,}4$ Ω/km și $S = 3 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1}$/km, din diagramele sintetice prezentate în figurile 9, 10, și 11 se constată următoarele :

— factorul de suboscilație σ crește pe măsură ce crește lungimea liniei ; în ceea ce privește factorul de supraoscilație γ, acesta variază în limite relativ mici, după o lege liniară, cu lungimea liniei ;

— viteza inițială de creștere v_0 a tensiunii tranzitorii la restabilire variază invers proporțional cu lungimea liniei ;

— după criteriul de severitate ales, solicitarea maximă a întreruptorului are loc la un scurtcircuit pe linie localizat între 8 și 9 km. Rezultă deci că zona periculoasă a defectului kilometric, în condițiile de încercare impuse în cazul de față, este cuprinsă între 8 și 9 km.

Notă : Autorul mulțumește tov. ing. *R. Ghione* pentru ajutorul acordat la transpunerea modelelor matematice pe calculator.

ANEXA

Tabela notațiilor folosite

K_1, K_2 — contactoare sincrone.
A — întreruptorul încercat.
B — întreruptorul auxiliar (servește la separarea surselor u_1 și U_2).
u_1 — sursă de curent intens.
U_2 — sursă de înaltă tensiune = tensiunea cu care este încărcat inițial condensatorul C_2
i_1 — curentul care circulă prin întreruptorul încercat A și prin întreruptorul auxiliar B, curent furnizat de circuitul de curent.
i_2 — curentul injectat din circuitul de tensiune (se presupune că circulă exclusiv prin întreruptorul încercat)
i_r — curentul rezultant prin întreruptorul încercat
LDK — linie de defect kilometric
↓ — contact închis.
↑ — contact deschis
r_A — rezistența arcului electric care apare la bornele întreruptorului încercat
u — tensiunea care apare la bornele circuitului de tensiune al schemei Weil-Dobke, înainte de linie
u_l — tensiunea care apare la bornele liniei
u_r — tensiunea tranzitorie de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat după deconectare
α, β, k — factori de transformare din mărimi reale în mărimi calculator
$\varphi_j (j = 1 \div 21)$, K_0K_1 — coeficienți de modelare
τ, τ_A, $\overline{T}$, $\overline{T}_0$, $\overline{I}_{1k}$, $\overline{I}'_{1k}$, $\overline{I}_2$, $\overline{I}_3$, $\overline{I}$, $\overline{u}_{1k}$, $\overline{uc}_2$, $\overline{uc}_3$, $\overline{u}$, $\overline{u}_{l1}$, $\overline{u}_r$, $\overline{U}_2$, $\overline{U}_n$ $\overline{U}_A$, $\overline{U}_B$ $(k = 1, 2, 3)$ — mărimi calculator
t, t_A, T, T_0, i_{1k}, i'_{1k}, i_2, i_3, i, u_{1k}, uc_2, uc_3, u, u_{l1}, u_r, U_2, U_n, U_A, $U_B (k = 1, 2, 3)$ — mărimi reale
PZ — bornă de masă
OZ — bornă de comandă
$c.i.$ — condiții inițiale
U_1 — amplitudinea tensiunii alternative a sursei din circuitul de curent
I_1 — amplitudinea curentului de scurtcircuit
$\cos\varphi$ — factorul de putere din circuitul de curent
f_1 — frecvența curentului i_1 din circuitul de curent
β_0 — raportul dintre componenta aperiodică și componenta simetrică ale curentului care se stabilește în circuitul de curent
f_2 — frecvența curentului i_2 injectat din circuitul de tensiune
γ_0 — factorul de oscilație al tensiunii tranzitorii de restabilire în schema Weil-Dobke normală (fără inserție)
U_n — tensiunea nominală a întreruptorului încercat
P_R — puterea de rupere la care se încearcă întreruptorul
f_3 — frecvența proprie de oscilație a tensiunii tranzitorii de restabilire în schema Weil-Dobke normală (fără inserție)

X_L — reactanța inductivă lineică
S — susceptanța lineică
L_0, C_0 — parametrii lineici
l — lungimea liniei
s_t — scara pe axa timpului
s_u — scara pe axa tensiunilor
T — perioada tensiunii care apare la bornele liniei artificiale
f — frecvența proprie de oscilație a tensiunii care apare la bornele liniei
T_0 — perioada tensiunii tranzitorii de restabilire
f_0 — frecvența proprie de oscilație a tensiunii tranzitorii de restabilire.
t_A — timpul la care apare primul maxim al tensiunii tranzitorii de restabilire
U_A — valoarea primului maxim al tensiunii tranzitorii de restabilire
U_B — valoarea maxim maximorum a tensiunii tranzitorii de restabilire
σ — factorul de suboscilație al tensiunii tranzitorii de restabilire
γ — factorul de supraoscilație al tensiunii tranzitorii de restabilire.
v_0 — viteza inițială de creștere = panta în origine a tensiunii tranzitorii de restabilire
S_V — severitatea solicitării întreruptorului la defectul kilometric.

Bibliografie

[1] *Sasu, M.* Determinarea parametrilor și analiza funcționării unor scheme de încercări sintetice cu ajutorul calculatoarelor electronice. În: Electrotehnica 18, nr. 5, mai 1970, p. 175—183.

[2] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967, 646 p.

[3] *Anderson, I. P. G.* ș.a. Progrés réalisés en coopération en Royaume-Uni en matière d'essais synthétiques des disjoncteurs. CIGRE, rap. 115, 1966.

[4] *Anderson, I. P. G.* ș.a. Synthetic testing of a.c. circuit breakers. Part 2. Requirements for circuit-breaker proving. În: Proc. I.E.E. 116, nr. 7, july 1968, p. 996—1007.

[5] *Bolton, E.* ș.a. Études britaniques sur les phénomènes du défaut kilométrique. CIGRÉ, rap. 109—109 bis, 1964.

[6] *Takasuna, T., Todoriki, I.* ș.a. Essai sur modèle des disjoncteurs à air comprimé et nouvelle ligne artificielle d'essai pour les défauts kilométriques. CIGRÉ, rap. 114, 1964.

[7] *Todoriki, I., Takada, S.* Study and interrupting phenomena of short line faults with the series-type of artificial line. În: Journal of Electrical Engineers of Japan, 84, nr. 7, july 1964.

[8] *Sasu, M.* Analiza influenței diferiților parametri ai unei scheme de încercări sintetice asupra formei tensiunii de restabilire. În: Electrotehnica 18, nr. 6, iunie 1970, p. 199—208.

Intrat în redacție la 1.X. 1969

O punte cu comparator de curent pentru măsurarea pierderilor magnetice

WILIBALD SZABO* — Brașov

CZ 621.317.43.017.3 : 621.3.083.4

Datorită calităților sale deosebite [7], metoda punții pentru măsurări magnetice în curent alternativ se răspîndește din ce în ce mai mult în practica metrologică.

Cele mai utilizate punți pentru măsurări magnetice la frecvențe joase sînt punțile Maxwell — Wien, Owen, Hay și Hohle; pentru măsurări la frecvențe mai înalte se utilizează punțile de rezonanță serie sau derivație, iar în ultimul timp punțile în formă de T.

Aceste punți prezintă, alături de avantajele bine cunoscute și o serie de dezavantaje esențiale:

— domeniu limitat de măsurări ca urmare a dificultăților de realizare a unor rezistențe și reactanțe de precizie de valori foarte mici sau foarte mari;

— număr mare de elemente de comparație necesare;

— utilizarea conexiunii Wagner la punțile cu patru laturi, indispensabilă pentru măsurări la frecvențe ridicate, necesită o dublă echilibrare a punții;

— prezența unei rezistențe în circuitul de magnetizare a probei limitează măsurările la inducții maxime de 1 T în cazul tolelor silicioase obișnuite și la 1,5 T pentru cele cu cristale orientate. La valori mai mari apare o distorsiune puternică a fluxului în miezul feromagnetic, iar pierderile măsurate vor fi sensibil diferite de cele reale, datorită puterii disipate de armonicele superioare de curent în rezistențele circuitului de magnetizare.

* Ing. *W. Szabo* este șef de lucrări la Institutul politehnic — Brașov.

Schema punții cu comparator magnetic de curent

În lucrarea de față se propune o schemă de punte (fig. 1) la care dezavantajele amintite sînt în cea mai mare măsură eliminate și care poate fi utilizată deci, cu bune rezultate, pentru măsurări magnetice. Schema prezentată, reprezintă, în principiu, o variantă a punților cu laturi cuplate magnetic [2], [1], [3], posedînd proprietățile și avantajele esențiale ale acestora.

Schema este prevăzută cu un comparator magnetic de curent CC și se alimentează printr-un divizor inductiv de tensiune DT (cunoscut și sub denumirea de transformator de raport); aceste dispozitive pot fi realizate în prezent cu erori proprii mai mici de 10^{-6}. Puntea utilizează ca elemente de comparație un

condensator variabil C şi o rezistenţă în decade R. Divizorul inductiv de tensiune şi comparatorul magnetic de curent se construiesc astfel, ca parametrii reziduali ai înfăşurărilor w_1 şi w_4 să fie neglijabili în comparaţie cu impedanţa Z_x a probei. Tensiunea aplicată probei poate fi reglată fie prin variaţia tensiunii

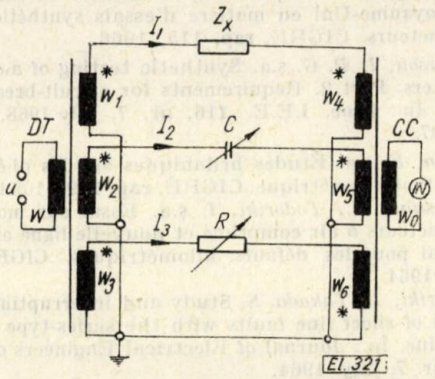


Fig. 1. Schema punţii cu comparator magnetic de curent.

de alimentare u, fie prin schimbarea numărului de spire ale înfăşurării w_1. Controlul inducţiei în miez se realizează cu un voltmetru de valori medii, conectat la o înfăşurare secundară a probei.

Dacă cuplajele magnetice între înfăşurările comparatorului de curent şi ale divizorului de tensiune sînt perfecte şi se neglijează rezistenţele acestor înfăşurări, ecuaţia de echilibru a punţii va fi:

$$w_4\underline{I}_1 + w_6\underline{I}_3 - w_5\underline{I}_3 = 0. \qquad (1)$$

Considerînd schema echivalentă derivaţie a bobinei cu miez feromagnetic, curenţii din ramurile punţii au expresiile:

$$\underline{I}_1 = U\frac{w_1}{w}\left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{j\omega L_x}\right),$$

$$\underline{I}_2 = U\frac{w_2}{w}j\omega C, \qquad (2)$$

$$\underline{I}_3 = U\frac{w_3}{w}\frac{1}{R}.$$

Înlocuind relaţiile (2) în (1) şi separînd părţile reale şi imaginare, rezultă următoarele condiţii de echilibru:

$$R_x = \frac{w_1 w_4}{w_3 w_6}R \text{ şi } L_x = \frac{w_1 w_4}{w_2 w_5}\frac{1}{\omega^2 C}. \qquad (3)$$

Se observă că atît R_x cît şi L_x depind de un singur parametru variabil, deci este posibilă echilibrarea separată a amperspirelor în fază şi în cuadratură ale comparatorului de curent.

Pierderile magnetice sînt date de relaţia:

$$P_f = \frac{U_1^2}{R_x} - U_1^2\left(\frac{1}{R_x^2} + \frac{1}{\omega^2 L_x^2}\right)R_w, \qquad (4)$$

unde R_w este rezistenţa în curent continuu a înfăşurării de magnetizare a probei, iar U_1 — valoarea efectivă a tensiunii aplicate probei şi care se măsoară cu un voltmetru de impedanţă internă mare.

Primul termen al membrului drept din relaţia (4) reprezintă puterea activă totală absorbită de probă, iar al doilea termen — pierderile disipate prin efect Joule — Lenz în înfăşurarea de magnetizare şi care în majoritatea cazurilor este neglijabil.

Puntea cu comparator magnetic de curent (fig. 1) prezintă următoarele avantaje:

— schema este extrem de simplă, necesitînd numai două elemente de comparaţie;

— asigură un domeniu mare de măsurări. Dacă divizorul de tensiune are rapoartele $\frac{w_1}{w_2} = \frac{w_1}{w_3}$ cuprinse între 1/1 şi 1/10, iar comparatorul de curent, rapoartele $\frac{w_4}{w_5} = \frac{w_4}{w_6}$ cuprinse între 1/1 şi 1/100, ceea ce se realizează fără dificultăţi, puntea va putea măsura la

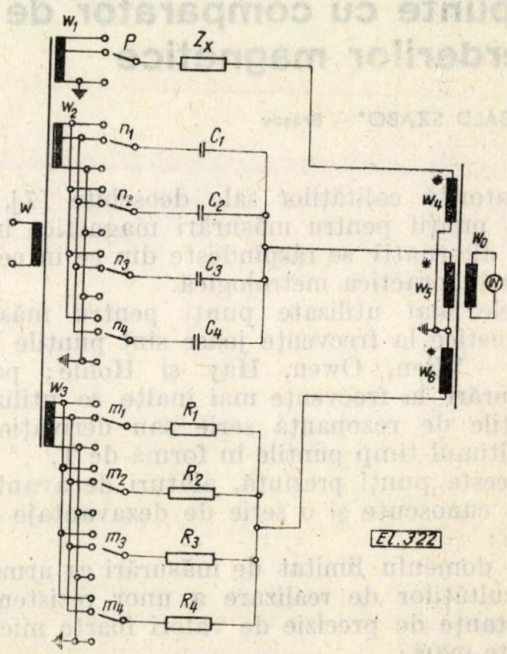


Fig. 2. Schema unei punţi cu comparator de curent, care se echilibrează prin variaţia numerelor de spire.

frecvenţa industrială, utilizînd o cutie de rezistenţe în decade de 111 111 Ω şi o cutie de condensatoare în decade de 11,111 μF, rezistenţe de pierderi între 1—100 000 Ω şi inductanţe de 10^{-3}—10^3 H. În cazul cînd nu sînt necesare domenii mari de măsurări se poate renunţa la divizorul de tensiune, cele trei ra-

muri ale punţii fiind alimentate direct de la un autotransformator;

— capacităţile parazite au o influenţă redusă. În consecinţă, puntea poate fi utilizată fără modificări şi la frecvenţe mai ridicate, de ordinul 10—20 kHz;

— precizia şi sensibilitatea schemei sînt mai mari decît la punţile clasice;

— schema permite realizarea circuitului de magnetizare al probei cu o rezistenţă foarte mică, asigurînd astfel un regim de inducţie practic sinusoidală;

— există posibilitatea de echilibrare a schemei prin schimbarea numerelor de spire. Această proprietate poate fi utilizată la realizarea unor punţi automate cifrice, bazate pe schema de principiu din figura 2.

Dacă $R_2=10\ R_1$; $R_3=100\ R_1$; $R_4=1000\ R_1$; $C_2 = 0{,}1\ C_1$; $C_3 = 0{,}01\ C_1$; $C_4 = 0{,}001\ C_1$ şi dacă w_1, w_2, w_3 reprezintă numerele de spire ale unei secţiuni din înfăşurările respective ale divizorului de tensiune, condiţiile de echilibru ale schemei sînt:

$$G_x = \frac{1}{R_x} = \frac{w_3 w_6}{p w_1 w_4 R_1}(m_1 + 0{,}1\,m_2 + 0{,}01 m_3 + 0{,}001\,m_4), \tag{5}$$

$$B_x = \frac{1}{\omega L_x} = \frac{\omega w_2 w_5 C_1}{p w_1 w_4}(n_1 + 0{,}1 n_2 + 0{,}01 n_3 + 0{,}001 n_4).$$

Pierderile magnetice vor fi date de relaţia:

$$P_f = U_1^2 G_x - R_w U_1^2 (G_x^2 + B_x^2). \tag{6}$$

Stabilirea inducţiei magnetice dorite în miezul feromagnetic se face prin variaţia tensiunii de alimentare a divizorului şi prin schimbarea parametrului p. Schimbarea domeniului de măsură al punţii se realizează prin modificarea numerelor de spire ale înfăşurărilor w_4, w_5, w_6 ale comparatorului magnetic de curent.

Erorile punţii cu comparator magnetic de curent

Sursele principale de erori ale punţii descrise în paragraful precedent sînt rezistenţele înfăşurărilor divizorului de tensiune şi ale comparatorului de curent. De asemenea, pot să apară erori determinate de inductivităţile de dispersie ale înfăşurărilor şi de capacităţile distribuite parazite între spire precum şi între înfăşurări.

Analiza acestor erori prezintă o importanţă deosebită, deoarece permite stabilirea unor măsuri constructive corespunzătoare în vederea realizării instalaţiei cu o precizie ridicată.

Erori datorite rezistenţelor. Înfăşurările divizorului de tensiune şi ale comparatorului de curent se execută în mod obişnuit astfel, ca rezistenţele lor să fie neglijabile în comparaţie cu rezistenţele sau reactanţele elementelor principale ale schemei. Totuşi, în anumite cazuri, aceste rezistenţe pot provoca erori destul de însemnate, făcînd necesară introducerea unor corecţii.

Dacă r_1, r_2, ... r_6 reprezintă rezistenţele înfăşurărilor w_1, w_2, ... w_6 şi tg δ_x — tangenta unghiului de pierderi a probei, înlocuind în ecuaţia de echilibru (1) expresiile curenţilor:

$$\underline{I}_1 = U\frac{w_1}{w}\frac{1}{r_1 + r_4 + \underline{Z}_x};$$

$$\underline{I}_2 = U\frac{w_2}{w}\frac{1}{r_2 + r_5 + \dfrac{1}{j\omega C}}; \tag{7}$$

$$\underline{I}_3 = U\frac{w_3}{w}\frac{1}{r_3 + r_6 + R},$$

se obţin erorile ε_G şi ε_B care afectează conductanţa $G_x = \dfrac{1}{R_x}$, respectiv susceptanţa $B_x = \dfrac{1}{\omega L_x}$, calculate cu relaţiile (3):

$$\varepsilon_G \approx G_x\left\{(r_1+r_4) - \frac{w_1 w_4}{w_3 w_6}(r_3+r_6) - \frac{1}{\operatorname{tg}^2\delta_x}\left[(r_1+r_4) + \frac{w_1 w_4}{w_2 w_5}(r_2+r_5)\right]\right\}; \tag{8}$$

$$\varepsilon_B \approx G_x\left[\frac{w_1 w_4}{w_2 w_5}(r_2+r_5) - \frac{w_1 w_4}{w_3 w_6}(r_3+r_6) + 2(r_1+r_4)\right].$$

Avînd în vedere valorile pe care le au în mod obişnuit mărimile ce intră în (8), rezultă că erorile relative ε_G % şi ε_B % sînt cuprinse între 0,01—0,5 %. Limita maximă a erorii apare în cazul măsurărilor la inducţii mari, apropiate de cea de saturaţie. În consecinţă, aceste erori pot fi neglijate dacă măsurările sînt limitate la inducţii de 1,5 T pentru tolele silicioase normale sau 1,7 T pentru tolele cu cristale orientate. Dacă se urmăreşte o precizie ridicată a măsurării, se introduc corecţiile necesare:

$$G_{x\,corectat} = G_x(1 + \varepsilon_G), \tag{9}$$

$$B_{x\,corectat} = B(1 + \varepsilon_B).$$

Există posibilitatea micşorării erorilor printr-o dimensionare potrivită a înfăşurărilor divizorului de tensiune şi ale comparatorului de curent. Pentru aceasta rezistenţele r_1, r_2, ... r_6 trebuie să fie cît mai mici şi să fie satisfăcute relaţiile:

$$r_2 = \frac{w_2 w_5}{w_1 w_4} r_1;\ r_3 = \frac{w_3 w_6}{w_1 w_4} r_1;\ r_5 = \frac{w_2 w_5}{w_1 w_4} r_4;$$

$$r_6 = \frac{w_3 w_6}{w_1 w_4} r_4. \tag{10}$$

Condițiile exprimate prin (10) pot fi realizate și prin corectarea valorilor rezistențelor $r_1, r_2, \ldots r_6$ cu ajutorul unor rezistențe adiționale nereactive.

Erori datorite inductivităților de dispersie și capacităților parazite. Miezurile magnetice toroidale ale divizorului de tensiune și comparatorului de curent se execută dintr-un material de mare permeabilitate, iar înfășurările sînt uniform distribuite pe miez, luînd-se și alte măsuri constructive pentru micșorarea inductivităților de dispersie și capacităților parazite. De asemenea, se prevăd uneori ecrane magnetice și electrostatice între înfășurarea primară a divizorului, respectiv înfășurarea de detecție a comparatorului și celelalte înfășurări ale acestora.

În aceste condiții atît erorile datorite inductivităților de dispersie cît și cele determinate de capacitățile parazite sînt cu totul neglijabile la frecvența industrială (de ordinul 10^{-3}—10^{-4} %). Erorile cresc relativ mult la frecvențe mai mari de 1 kHz [4], [5], însă pot fi menținute în limite acceptabile prin măsuri constructive adecvate.

Sensibilitatea punții

Pe baza unei scheme echivalente simple [6], se poate determina fluxul magnetic din miezul comparatorului din puntea reprezentată în figura 1. Rezultă:

$$\underline{\Phi} = \frac{U}{w} \cdot \frac{\dfrac{w_1 w_4}{\underline{Z}_x} + w_2 w_5 j\omega C - \dfrac{w_3 w_6}{R}}{\underline{R}_m + j\omega\left(\dfrac{w_4^2}{\underline{Z}_x} + w_5^2 j\omega C + \dfrac{w_6^2}{R} + \dfrac{w_0^2}{\underline{Z}_0}\right)}. \quad (11)$$

Tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea de detecție a comparatorului de curent este:

$$\underline{U}_{e0} = -j\omega w_0 \underline{\Phi} = -U\frac{w_0}{w} j\omega \frac{\dfrac{w_1 w_4}{\underline{Z}_x} + w_2 w_5 j\omega C - \dfrac{w_3 w_6}{R}}{\underline{R}_m + j\omega\left(\dfrac{w_4^2}{\underline{Z}_x} + w_5^2 j\omega C + \dfrac{w_6^2}{R} + \dfrac{w_0^2}{\underline{Z}_0}\right)}, \quad (12)$$

iar curentul prin indicatorul de nul: $\underline{I}_0 = \dfrac{\underline{U}_{e0}}{\underline{Z}_0}$.

Dacă se consideră drept parametru variabil rezistența R, la o variație a acesteia cu ΔR în jurul valorii de echilibru, curentul prin indicatorul de nul are expresia:

$$\Delta\underline{I}_0 = -U\frac{w_0}{w}\frac{j\omega}{\underline{Z}_0} \frac{\dfrac{w_3 w_6}{R}\dfrac{\Delta R}{R}}{\underline{R}_m + j\omega\left(\dfrac{w_4^2}{\underline{Z}_x} + w_5^2 j\omega C + \dfrac{w_6^2}{R} + \dfrac{w_0^2}{\underline{Z}_0}\right)}, \quad (13)$$

iar sensibilitatea relativă de curent va fi:

$$S_R^I = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\dfrac{\Delta I_0}{\Delta R}}{R} = -U\frac{w_0}{w}\frac{1}{R\underline{Z}_0} \frac{w_3 w_6}{\dfrac{\underline{R}_m}{j\omega} + \dfrac{w_4^2}{\underline{Z}_x} + w_5^2 j\omega C + \dfrac{w_6^2}{R} + \dfrac{w_0^2}{\underline{Z}_0}}. \quad (14)$$

Deoarece, în majoritatea cazurilor, se utilizează indicatoare de nul electronice, avînd $Z_0 \approx \infty$, un interes mai mare prezintă sensibilitatea relativă de tensiune, care are expresia:

$$S_R^U = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\dfrac{\Delta U_0}{\Delta R}}{R} = -U\frac{w_0}{w}\frac{1}{R} \frac{w_3 w_6}{\dfrac{\underline{R}_m}{j\omega} + \dfrac{w_4^2}{\underline{Z}_x} + w_5^2 j\omega C + \dfrac{w_6^2}{R}}. \quad (15)$$

Dacă în relația (15) se înlocuiesc R prin $\dfrac{w_3 w_6}{w_1 w_4} R_x$ și ωC prin $\dfrac{w_1 w_4}{w_2 w_5}\dfrac{1}{\omega L_x}$, rezultă:

$$S_R^U = -U\frac{w_0}{w} \frac{1}{\dfrac{\underline{R}_m R_x}{j\omega w_1 w_4} + \left(\dfrac{w_4}{w_1} + \dfrac{w_6}{w_3}\right) + \dfrac{j}{\mathrm{tg}\delta_x}\left(\dfrac{w_5}{w_2} - \dfrac{w_4}{w_1}\right)}. \quad (16)$$

Considerînd condensatorul C drept parametru variabil, se obțin:

$$S_C^I = U\frac{w_0}{w}\frac{1}{\underline{Z}_0} \frac{\omega^2 w_2 w_5 C}{\underline{R}_m + j\omega\left(\dfrac{w_4^2}{\underline{Z}_x} + w_5^2 j\omega C + \dfrac{w_6^2}{R} + \dfrac{w_0^2}{\underline{Z}_0}\right)}. \quad (17)$$

$$S_C^U = U\frac{w_0}{w} \frac{\dfrac{j}{\mathrm{tg}\delta_x}}{\dfrac{\underline{R}_m R_x}{j\omega w_1 w_4} + \left(\dfrac{w_4}{w_1} + \dfrac{w_6}{w_3}\right) + \dfrac{j}{\mathrm{tg}\delta_x}\left(\dfrac{w_5}{w_2} - \dfrac{w_4}{w_1}\right)}. \quad (18)$$

În cazul cînd parametrii variabili sînt numerele de spire w_2 și w_3 (sau w_5 și w_6), rezultă:

$$S_{w2}^I = S_C^I;\ S_{w2}^U = S_C^U;\ S_{w3}^I = -S_R^I;\ S_{w3}^U = -S_R^U.$$

Din relațiile (16) și (18) reiese că sensibilitatea relativă de tensiune a punții poate fi mărită prin:

— micșorarea reluctanței magnetice a miezului comparatorului de curent;

— creșterea tensiunii de alimentare sau scăderea numărului de spire w (însă acestea sînt limitate de inducția maximă în miezul divizorului de tensiune);

— mărirea numărului de spire w_0 a înfășurării de detecție a comparatorului de curent.

De asemenea, este recomandabil ca numerele de spire w_1, w_2 și w_3 să fie cît mai mari, iar w_5 w_6 — cît mai mici. Este de dorit și realizarea egalității $\frac{w_5}{w_2} = \frac{w_4}{w_1}$.

Dacă puntea se dimensionează în mod corespunzător se obțin sensibilități de cîteva ori mai mari decît la schemele clasice, cum ar fi de pildă punțile Maxwell — Wien sau Hay.

Încercări experimentale

În cadrul laboratorului de măsurări electrice al Institutului politehnic Brașov au fost realizate un divizor inductiv de tensiune și un comparator magnetic de curent, destinate în special pentru scheme de punți.

Divizorul de tensiune s-a construit cu un miez toroidal de MUMETAL cu permeabilitatea relativă maximă 125 000, protejat într-o casetă din stiplex. Pe aceasta s-a bobinat înfășurarea primară formată din $w = 340$ spire. Înfășurările secundare w_2 și w_3 s-au bobinat simultan, cu două conductoare în paralel, fiecare din ele avînd 1250 spire, împărțite în cinci secțiuni a 250 spire. Înfășurarea secundară w_1 este realizată în două secțiuni cu cîte 125 spire. Toate înfășurările sînt uniform distribuite, fiecare secțiune constituind un strat întreg. În figura 3 este dată fotografia divizorului de tensiune.

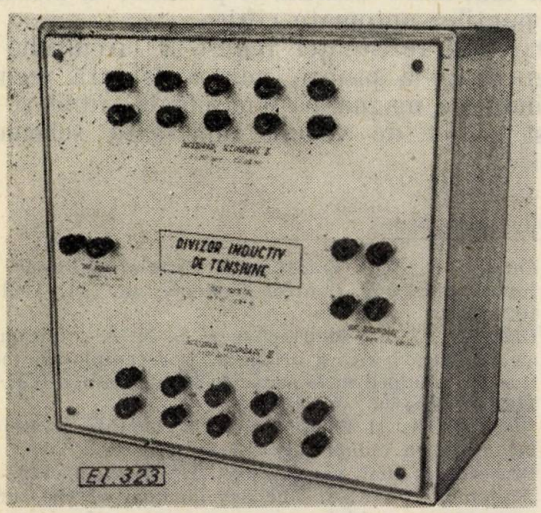


Fig. 3. Fotografia divizorului de tensiune.

Pentru comparatorul de curent s-a utilizat un miez toroidal de HYPERM — 800, cu permeabilitate inițială 40 000 și maximă 175 000, protejat într-o casetă din stiplex, pe care s-a bobinat înfășurarea de detecție w_0 formată din 1 500 spire. Între înfășurarea de detecție și celelalte înfășurări s-a prevăzut un ecran din permalloy cu molibden de tip 79 HM. Înfășurările w_5 și w_6 s-au bobinat simultan, cu două conductoare în paralel, fiecare din ele avînd 500 spire, împărțite în patru straturi, cu 130, 125, 125, respectiv 2 × 60 spire. Înfășurarea primară are două straturi : primul se compune

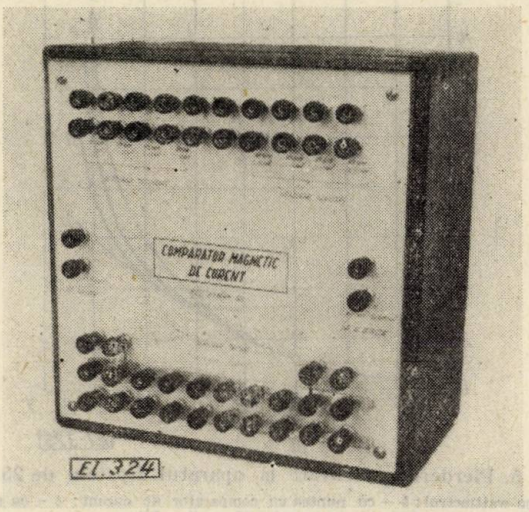


Fig. 4. Fotografia comparatorului de curent.

din 12 secțiuni a cîte 5 spire fiecare, iar al doilea — dintr-o spiră formată din patru conductoare în paralel, distribuite simetric pe tor. Există astfel posibilitatea de a obține diverse rapoarte între numerele de spire ale celor trei înfășurări. Fotografia comparatorului este dată în figura 4.

Ambele dispozitive au fost verificate experimental, ele avînd erori proprii de ordinul 10^{-6}.

Au fost efectuate următoarele încercări experimentale :

— măsurarea pierderilor magnetice în trei probe diferite — aparat Epstein de 25 cm cu benzi din tablă silicioasă EI fabricată în țară, tor din tablă silicioasă EI de import și tor dintr-un material cu ciclu de histerezis dreptunghiular (HCR Alloy). Măsurările s-au făcut prin metoda wattmetrului, cu punțile Mawxell — Wien și Hay și cu puntea din figura 1. Rezultatele obținute sînt ilustrate prin curbele din figurile 5 și 6 pentru aparatul Epstein și torul din tablă silicioasă. Pentru torul din aliaj HCR s-au obținut rezultate practic identice prin cele patru metode, pînă aproape de inducția de saturație ;

— măsurarea pierderilor în regim de magnetizare mixtă cu puntea din figura 1, utilizînd ca probă torul din tablă silicioasă. În acest scop înfășurarea secundară a torului a fost alimentată de la o sursă stabilizată de curent continuu. În circuit s-a înseriat o bobină cu inductanță mare pentru limitarea curenților alternativi induși de fluxul variabil din miez.

În figura 7 este redată curba pierderilor măsurate la inducţia alternativă maximă de 0,02 T.

Analizînd rezultatele experimentale obţinute iese din nou în evidenţă una din principalele

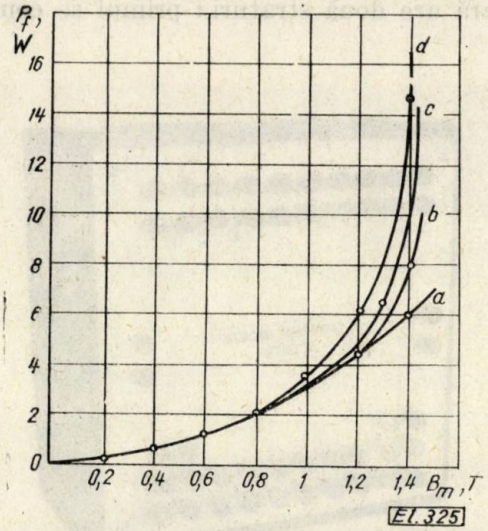


Fig. 5. Pierderile măsurate la aparatul Epstein de 25 cm: *a* – cu wattmetrul; *b* – cu puntea cu comparator de curent; *c* – cu puntea Hay; *d* – cu puntea Maxwell – Wien.

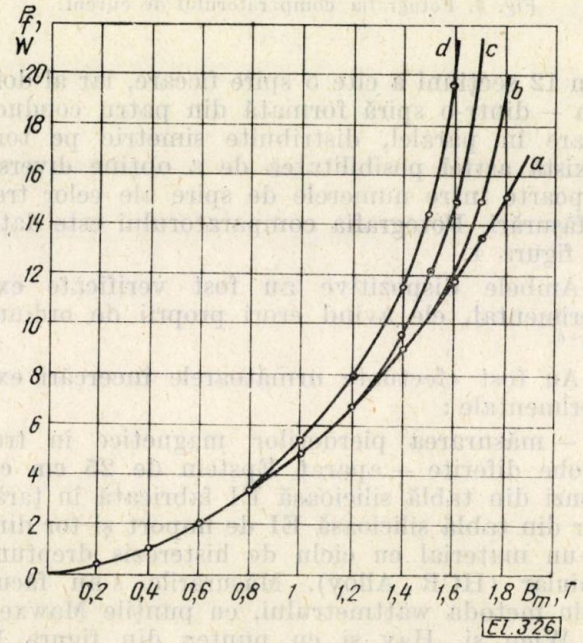


Fig. 6. Pierderile măsurate în torul de tablă silicioasă: *a* – cu wattmetrul; *b* – cu puntea cu comparator de curent; *c* – cu puntea Hay; *d* – cu puntea Maxwell – Wien.

calităţi ale punţii cu comparator şi anume erorile mici care apar datorită puterii disipate de armonicele superioare de curent în cazul măsurărilor la inducţii mari. Aceasta se explică prin rezistenţa redusă a circuitului de magnetizare a probei care a fost sub 1 Ω, faţă de 6–7 Ω la punţile Maxwell – Wien şi Hay. Prin măsuri constructive adecvate această rezistenţă poate fi micşorată la puntea cu comparator pînă la 0,2–0,4 Ω, obţinîndu-se astfel rezultate şi mai concludente.

În consecinţă, măsurările cu puntea din figura 1 se pot efectua, în regim de inducţie magnetică practic sinusoidală şi fără corecţii suplimentare pentru puterea disipată de armonicele superioare, pînă la inducţii maxime de 0,7–0,75 din inducţia de saturaţie la tabla silicioasă laminată la cald şi chiar 0,8–0,85 din inducţia de saturaţie la tolele de înaltă calitate, în timp ce

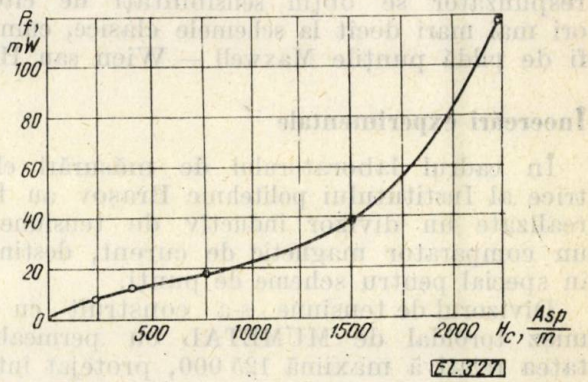


Fig. 7. Pierderile măsurate în torul de tablă silicioasă în regim de magnetizare mixtă.

măsurările cu punţile clasice trebuie limitate la inducţii mult mai reduse.

Puntea cu comparator magnetic de curent este extrem de simplă, precisă, avînd în acelaşi timp un domeniu larg de măsurare, o sensibilitate şi convergenţă foarte bune. Ea poate fi utilizată pentru măsurări atît la frecvenţa industrială de 50 Hz cît şi la frecvenţe audio sau chiar mai mari. Schema se pretează la construirea punţilor automate cifrice.

Datorită rezistenţei reduse a circuitului de magnetizare a probei, puntea asigură regimul de inducţie magnetică sinusoidală, fiind şi din acest punct de vedere superioară schemelor clasice.

Bibliografie

[1] *Calvert, R.*, The transformer ratio-arm bridge. În: Instruments and Control Systems, nr. 34, 1961, p. 102–106.

[2] *Choudury, J. K.*, Bhattacharyya S. N. A – c magnetic measurements with a bridge network employing inductively – coupled ratio arms. În: Proceedings IEE, vol. **112**, nr. 9, 1965, p. 1778.

[3] *Clark, H. A.* şi *Vanderlyn, P. B.* Double – ratio a.c. bridges with inductively – coupled ratio – arms. În: Proceedings IEE, vol. **96**, part. III, 1949, p. 189–202.

[4] *Miljanic, P. N.* ş.a. The development of the current comparator, a high – accuracy a.c. ratio measuring device. În: Transactions A.I.E.E., pt. III, Power App. and Systems, vol. **80**, apr 1961, p. 94–104.

[5] *Millea, A.* ş.a. The use of inductive current comparators for precise measurements. În: Acta IMEKO, vol. **III**, 1964, p. 263–276.

[6] *Millea, A.* şi *Gruia, N.* Metode de măsurare de mare precizie bazate pe comparatorul inductiv de curent. În: Studii şi cercetări de metrologie, Bucureşti 1966, p. 345–362.

[7] *Szabo, W.* Determinarea pierderilor magnetice prin metoda punţii în curent alternativ. În: Electrotehnica, vol. **15**, nr. 7, 1967, p. 256–263.

Intrat în redacţie la 25.VIII. 1969

Îmbunătăţirea stabilităţii statice şi dinamice a arborelui electric prin introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare

GHEORGHE MARGA* — Braşov

CZ 621.34.016.352 : 621.319.4

1. Generalităţi

Arborele electric cel mai frecvent utilizat în industrie este arborele cu maşini auxiliare de egalizare asincrone şi cu motoare principale de antrenare de asemenea asincrone. Dintre acestea, maşinile auxiliare au o influenţă hotărîtoare asupra stabilităţii statice şi o influenţă destul de importantă asupra stabilităţii dinamice.

Pentru stabilitatea statică, coeficientul de elasticitate c_a al maşinilor auxiliare are un rol hotărîtor şi trebuie să posede o valoare cît mai mare. După cum se ştie [2] valori apreciabile ale coeficientului de elasticitate se pot obţine numai la alunecări mai mari ca unitatea (fig. 4, linie continuă). Ca urmare, rotoarele maşinilor auxiliare, antrenate de motoarele principale, trebuie să se rotească în sens invers sensului cîmpurilor magnetice învîrtitoare ale maşinilor auxiliare.

Pentru aceasta, succesiunea conectării fazelor celor două grupuri de maşini, principale şi auxiliare este inversă.

La alunecări normale de funcţionare, apropiate de valoarea $s = 2$, coeficientul de amortizare al maşinilor auxiliare d_a este negativ (fig. 4, linie continuă) şi influenţează defavorabil amortizarea oscilaţiilor întregului sistem.

O analiză suficient de precisă a influenţei parametrilor maşinilor auxiliare asupra comportării statice şi dinamice a arborelui electric se poate face cercetînd funcţia de transfer [8] a arborelui electric, $Y(\lambda) = \dfrac{M(\lambda)}{N(\lambda)}$ şi respectiv funcţia tranzitorie a unghiului de decalaj $\delta(t)$ dintre rotoarele maşinilor auxiliare.

Repartizarea rădăcinilor ecuaţiei caracteristice $N(\lambda)$ în planul complex, reprezintă un criteriu relativ de stabilire a regimului tranzitoriu de funcţionare în comparaţie cu analiza funcţiei tranzitorii a unghiului de decalaj $\delta(t)$.

Analiza funcţiei tranzitorii, mai dificilă însă, permite obţinerea unor rezultate mai complete privind funcţionarea în regim tranzitoriu a arborelui electric, în plus putîndu-se obţine suprareglajul şi timpul de reglaj.

Stabilitatea, rapiditatea şi precizia funcţionării arborelui electric sînt deosebit de important de realizat, uneori chiar în dauna unor costuri mai ridicate, la instalaţii industriale al cărui produs impune aceste pretenţii (fabrici de hîrtie, textile, de sîrmă, maşini unelte de filetat, de rectificat etc).

Mărirea coeficientului de elasticitate, prin introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare urmăreşte tocmai realizarea acestor cerinţe.

2. Influenţa coeficientului de elasticitate asupra stabilităţii statice şi dinamice a arborelui electric

Dacă se consideră condiţiile nule ale arborelui electric, adică $p(\varphi_{10} - \varphi_{20}) = 0$, coeficienţii de amortizare şi de elasticitate ai arborelui electric devin :

$$d_{a11} = -d_{a12} = d_{a22} = -d_{a21} = d_a \text{ şi}$$

$$c_{a11} = -c_{a12} = c_{a22} = -c_{a21} = c_a.$$

În acest caz ecuaţia caracteristică $N(\lambda)$ este exprimată de relaţia :

$$N(\lambda) = \theta_1 \theta_2 \lambda^3 + (\theta_1 + \theta_2)(d_p + d_a) \lambda^2 +$$

$$+ [(\theta_1 + \theta_2) c_a + (d_p + d_a)^2 - d_a^2] \lambda + 2 c_a d_p. \quad (1)$$

La conectarea normală a maşinilor auxiliare, la alunecări apropiate de valoarea 2, coeficientul de amortizare al maşinilor auxiliare d_a este foarte mic în comparaţie cu cel al motoarelor principale de antrenare şi poate fi neglijat. În acest caz ecuaţia caracteristică capătă forma simplificată :

$$N(\lambda) = \theta_1 \theta_2 \lambda^3 + (\theta_1 + \theta_2) d_p \lambda^2 +$$

$$+ [(\theta_1 + \theta_2) c_a + d_p^2] \lambda + 2 c_a d_p. \quad (2)$$

Pentru acest tip de arbore electric cu maşini auxiliare s-au folosit atît ca maşini auxiliare cît şi ca motoare principale de antrenare motoarele asincrone de tipul M_2—31—6 fabricate de Uzina de Maşini Electrice Bucureşti. Aceste motoare destinate pentru acţionarea macaralelor sînt caracterizate de următoarele date :

$P_n = 3$ kW ; $I_n = 8$ A ; $I_\mu = 5{,}92$ A ; $r_1 = 1{,}87\ \Omega$; $r_2 = 2{,}27\ \Omega$; $\omega_1 L_1 = X_1 = 37{,}4\ \Omega$; $\omega_1 L_2 = X_2 = 37{,}89\ \Omega$; $\sigma = 0{,}125$ şi $GD^2 = 3{,}924\ N_m^2$.

* Dr. ing. *Gh. Marga* este şef de lucrări la Institutul politehnic—Braşov.

Pentru alunecare s=O, pentru motoarele de antrenare, folosind relația (6) se obține coeficientul de amortizare $d_p = 5 \frac{\text{Nms}}{\text{rad.}}$ Grupul 1 de mașini al arborelui este format din mașina auxiliară M_{a1}, motorul principal de antrenare și mașina de lucru ML_1, reprezentată printr-o mașină de curent continuu cu excitație separată. Momentul de inerție rezultant al grupului de mașini 1 este $\theta_1 = 0{,}326 \text{Nms}^2$.

Grupul 2 al arborelui este alcătuit din aceleași mașini ca grupul 1 la care se adaugă o mașină de curent continuu folosită ca tahogenerator. Momentul de inerție rezultant al acestui grup este $\theta_2 = 0{,}374 \text{ Nms}^2$.

Cu acești parametri ecuația caracteristică (2) devine:

$$N(\lambda) = 0{,}122\,\lambda^3 + 3{,}5\,\lambda^2 + (25 + 0{,}7\,c_a)\,\lambda + \\ + 10\,c_a = 0. \qquad (3)$$

Pentru diferite valori ale coeficientului de elasticitate c_a se obțin valorile rădăcinilor λ_1, λ_2 și λ_3 arătate în tabela 1.

Tabela 1

c_a	λ_1	λ_2	λ_3
0	0	−14,35	−14,35
1,0	− 0,41	−15,076	−13,236
3,0	− 1,33	−15,666	−12,076
5,0	− 2,4	−14,5	−11,1
8,9	− 6,0	−12,5	−12,5
10	−14,456	−7,526+ j 2,56	−7,526− j 2,56
20	−14,2	−7,256+ j 7,85	−7,256− j 7,85
50	−14,22	−7,15 + j 15,4	−7,15 − j 15,4
100	−14,22	−7,23 + j 22,83	−7,23 − j 22,83
300	−14,26	−7,21 + j 42,30	−7,21 − j 42,30
1000	−14,33	−7,175+ j 75,6	−7,175 − j 75,6

După așezarea rădăcinilor ecuației caracteristice $N(\lambda)$ în planul complex, se poate stabili caracterul funcției tranzitorii a unghiului dintre rotoarele mașinilor auxiliare.

Astfel, valorilor lui c_a cuprinse între 0 și 8,9 îi corespund, ecuației caracteristice, rădăcini reale și negative. Acestui domeniu de variație a coeficientului de elasticitate îi corespunde funcții tranzitorii ale unghiului de decalaj între rotoarele mașinilor auxiliare cu caracter aperiodic. Pentru valoarea $c_a = 8{,}9$ se obține o rădăcină simplă și una dublă, ambele în semiplanul stîng cărora le corespunde un regim aperiodic critic al funcției tranzitorii. Pentru valorile coeficientului de elasticitate c_a mai mari ca 8,9 rădăcinile se găsesc tot în semiplanul stîng, două din rădăcini devenind complex conjugate. Valoarea imaginară a acestora crește în valoare absolută cu creșterea coeficientului c_a.

Încărcarea statică maximală este dată de relația:

$$\Delta M_{rmax} = K\,c_a p\,(\varphi_1 - \varphi_2)_{max}\,.$$

Încărcarea maximă se obține la un unghi de decalaj între rotoarele mașinilor egal cu $\frac{\pi}{2}$ radiani și depinde direct proporțional de coeficientul de elasticitate c_a.

Cum la valori mai mici ca $5 \sim 10 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ ale coeficientului de elasticitate c_a, arborele electric nu poate să funcționeze din punct de vedere al stabilității statice și dinamice, regimul tranzitoriu de funcționare, la valori mai mari ale coeficientului c_a, va fi totdeauna oscilator.

Pentru a avea o imagine mai exactă asupra caracterului funcției tranzitorii a unghiului de decalaj dintre rotoarele mașinilor auxiliare s-au reprezentat grafic funcțiile tranzitorii [7] pentru coeficientul de amortizare $d_p = 5 \frac{\text{Nms}}{\text{rad.}}$. Pe figura 1 apar funcțiile tranzitorii $\delta_1(t)$ pentru $c_a = 5 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ și $\delta_2(t)$ pentru $c_a = 300 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$.

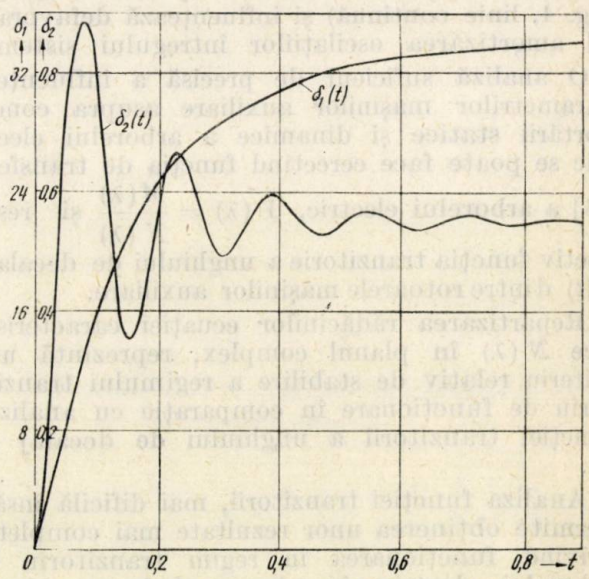


Fig. 1. Funcțiile tranzitorii $\delta_1(t)$ și $\delta_2(t)$ ale unghiului de decalaj între rotoarele mașinilor auxiliare pentru $c_a = 5 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ și $c_a = 300 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ la același $d_p = 5 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$.

Funcţia tranzitorie $\delta_1(t)$ are un caracter aperiodic, în timp ce funcţia tranzitorie $\delta_2(t)$, dimpotrivă, prezintă un caracter oscilator foarte pronunţat.

Deoarece diferenţa dintre valorile coeficienţilor de elasticitate pentru cele două curbe este foarte mare, nu se mai poate face comparaţia dintre funcţiile tranzitorii $\delta_1(t)$ şi $\delta_2(t)$ luînd în considerare acelaşi cuplu rezistent în formă de treaptă ΔM_r, de aceea aceste curbe sînt construite pentru cuplurile rezistenţe unitare. Datorită aceloraşi considerente scările celor două curbe sînt diferite.

Din cele arătate pînă acum rezultă că pentru obţinerea unei stabilităţi statice şi dinamice ridicate trebuie ca maşinile auxiliare să posede coeficienţi de elasticitate şi de amortizare ridicaţi în domeniul alunecării $1 < s < 2$, iar motoarele principale de antrenare coeficienţi mari de amortizare în domeniul alunecării $0 < s < 1$.

În continuare se va analiza metoda de îmbunătăţire a coeficienţilor de elasticitate şi de amortizare a maşinilor auxiliare asincrone prin introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor acestor maşini. Această metodă poate fi combinată cu alte metode care folosesc elemente suplimentare în circuitul rotoarelor maşinilor auxiliare [2], [3], [4], [7].

3. Introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare asincrone

Într-o primă aproximare, la neglijarea rezistenţei statorice a maşinilor auxiliare, coeficientul de amortizare d_a al acestora este jumătate din valoarea coeficientului de amortizare al motorului asincron în conectarea normală, adică

$$d_a = \frac{d_p}{2}. \tag{5}$$

Dar, coeficientul de amortizare al motorului în conectare normală, în particular al motorului principal de antrenare al arborelui este determinat de derivata cuplului în raport cu viteza unghiulară a rotorului, adică :

$$d_p = -\frac{\partial M}{\partial \Omega} = +\frac{p}{\omega_1}\frac{\partial M}{\partial s} =$$

$$= \frac{3p^2}{\omega_1^2} I_\mu^2 (1-\sigma)\,\beta \frac{\beta^2(1+\alpha^2) - s^2(\alpha^2+\sigma^2)}{(\alpha\beta - s\sigma)^2 + (\beta + \alpha s)^2}. \tag{6}$$

Ultimul termen al egalităţii (6) corespunde motorului asincron. Aici se ţine cont de rezistenţa statorică ($\alpha \neq 0$). Parametrii I_μ, α, β, σ corespund conectării directe a motorului asincron şi se obţin din parametrii corespunzători conectării condensatoarelor suplimentare statorice înlocuind $\gamma = 0$.

Cu creşterea alunecării de la valoarea $s = 0$, care corespunde alunecării de mers în gol, pînă la alunecarea de răsturnare s_k, coeficientul de amortizare scade de la valoarea maximă d_{pm} pînă la valoarea zero, după care la valori mai mari ca s_k, coeficientul d_p devine negativ. Pentru extinderea domeniului valorilor pozitive ale coeficientului d_p la valori mai mari ale alunecării este necesară mărirea alunecării s_k. Aceasta este dată de expresia :

$$s_k = \frac{\beta}{\sigma}. \tag{7}$$

Mărirea alunecării de răsturnare s_k se poate obţine prin mărirea rezistenţei relative rotorice β ca în [3] sau prin micşorarea coeficientului total de dispersie σ. Această ultimă soluţie se va analiza în lucrarea de faţă şi se va realiza prin introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare. Reactanţele capacitive înseriate cu înfăşurările statoarelor maşinilor auxiliare au rolul de a compensa o parte din reactanţele de dispersie. Schema arborelui electric cu condensatoare statorice folosite de maşinile auxiliare se vede pe figura 2.

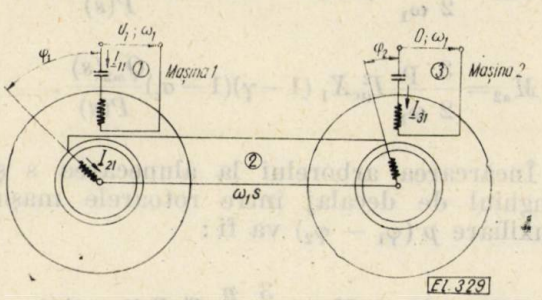


Fig. 2. Schema monofazată a legării în paralel a rotoarelor maşinilor auxiliare care conţin în statoare condensatoarele C_a.

3.1. *Calculul curenţilor, cuplurilor, coeficienţilor de amortizare şi de elasticitate ai arborelui electric cu maşini auxiliare care folosesc condensatoare în circuitele statoarelor acestor maşini.* Calculul curenţilor, cuplurilor şi a celorlalţi parametri se realizează după schema monofazată a cuplării maşinilor auxiliare asincrone în arbore electric arătată pe figura 2.

Se foloseşte metoda superpoziţiei ca în [3]. Se calculează curenţii parţiali $\underline{I}_{11}$, $\underline{I}_{21}$ şi $\underline{I}_{31}$ la alimentarea statorului primei maşini şi statorul celeilalte maşini scurtcircuitat.

Curenţii parţiali se obţin din ecuaţiile de tensiune :

$$\underline{U}_1 = \left(-\mathrm{j}\frac{1}{\omega_1 C_a} + r_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_1\right)\underline{I}_{11} + \mathrm{j}\omega_1 M \underline{I}_{21} \tag{8}$$

$$0 = \mathrm{j}\omega_1 s M \underline{I}_{11} + 2[r_2 + \mathrm{j}\omega_1 s L_2]\underline{I}_{21} - \mathrm{j}\omega_1 s M \underline{I}_{31} \tag{9}$$

$$0 = -\mathrm{j}\omega_1 M \underline{I}_{21} + \left(-\mathrm{j}\frac{1}{\omega_1 C_a} + r_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_1\right)\underline{I}_{31}. \tag{10}$$

Cu ajutorul acestor ecuaţii şi a celor obţinute la alimentarea statorului maşinii a doua şi a rotorului primei maşini scurtcircuitat se obţine curentul total statoric al primei maşini :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{11} + \underline{I}_{32}\, e^{+jp(\varphi_1-\varphi_2)} \qquad (11)$$

care după înlocuirile corespunzătoare capătă forma finală :

$$\underline{I}_1 = I_{\mu c}\frac{Q_{ia}(s)}{2P(s)} + jI_{\mu c}\frac{Q_{ir}(s)}{2P(s)} +$$

$$+ I_{\mu c}\frac{Q_{isa}(s)}{2P(s)}\, e^{+jp(\varphi_1-\varphi_2)} + jI_{\mu c}\frac{Q_{isr}(s)}{2P(s)}\, e^{+jp(\varphi_1-\varphi_2)} . \qquad (12)$$

Pentru maşina a doua, curentul I_2 se obţine din I_1 schimbînd semnul argumentului $p\ (\varphi_1 - \varphi_2)$.

Folosind expresiile curenţilor parţiali, se obţin uşor expresiile cuplurilor maşinilor auxiliare şi anume :

$$M_{a1} = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega_1} I_{\mu c}^2 X_1 (1-\gamma)(1-\sigma_c)\frac{Q_{m1}(s)}{P(s)} \text{ şi} \qquad (13)$$

$$M_{a2} = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega_1} I_{\mu c}^2 X_1 (1-\gamma)(1-\sigma_c)\frac{Q_{m2}(s)}{P(s)} . \qquad (14)$$

Încărcarea arborelui la alunecarea s şi la unghiul de decalaj între rotoarele maşinilor auxiliare $p\ (\varphi_1 - \varphi_2)$ va fi :

$$\Delta M_a = M_{a2} - M_{a1} = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega_1} I_{\mu c}^2 X_1 (1-\gamma)(1-$$

$$- \sigma_c)\frac{2s^2(\alpha_c^2 + \sigma_c)\sin p(\varphi_1 - \varphi_2)}{P(s)} . \qquad (15)$$

Încărcarea maximă a arborelui electric se obţine la alunecarea $s = 2$ şi unghiul de decalaj $p(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{\pi}{2}$.

La mersul în gol al arborelui, $p\ (\varphi_1 - \varphi_2) = 0$, coeficientul de elasticitate c_a este determinat de relaţia :

$$c_a = \frac{3}{2}\frac{p^2}{\omega_1} I_{\mu c}^2 X_1 (1-\gamma)(1-\sigma_c)\frac{s^2(\alpha_c^2 + \sigma_c)}{P(s)} , \qquad (16)$$

iar coeficientul de amortizare d_a :

$$d_a = \frac{3}{2}\frac{p^2}{\omega_1^2} I_{\mu c}^2 X_1 (1-\gamma)(1-$$

$$- \sigma_c)\,\beta\,\frac{[(1-\gamma)^2 + \alpha_c^2]\, Q_d(s)}{P(s)^2} . \qquad (17)$$

În lipsa condensatoarelor, $\gamma = 0$, expresiile (11)—(17) devin identice cu cele obţinute în [3].

Compensarea reactanţelor de dispersie prin înserierea capacităţilor C_a cu înfăşurările statorice ale maşinilor auxiliare duce la o mărire a curenţilor absorbiţi de cele două maşini auxiliare. Această creştere este mai pronunţată la alunecări mai mari. Cu creşterea gradului de compensare γ al reactanţelor inductive, curenţii statorici absorbiţi cresc în timp cu încărcarea ΔM_a creşte pînă la o anumită valoare după care începe să se micşoreze la creşterea mai departe a compensării relative γ.

Caracteristicile de frecvenţă ale curenţilor statorici ai maşinilor auxiliare (diagramele cercurilor arborelui electric), în cazul conectării directe şi în cazul folosirii condensatoarelor, se văd pe figura 3.

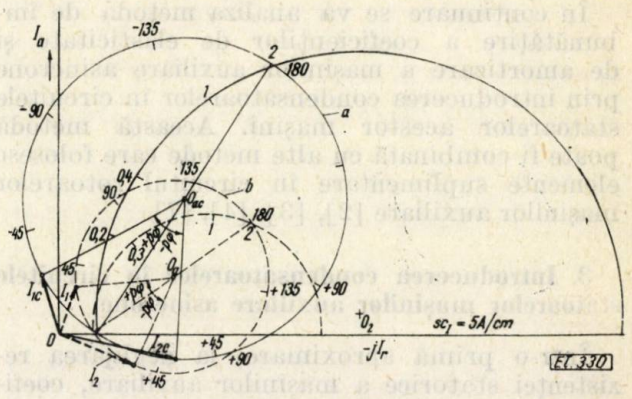


Fig. 3. Caracteristicile de frecvenţă ale curenţilor statorici ai arborelui electric cu maşini auxiliare asincrone în conectare normală, pentru :

a — compensarea parţială a reactanţelor de dispersie, $\sigma_c = 0{,}06$ (linie continuă) ; *b* — fără compensarea reactanţelor de dispersie, $\sigma = 0{,}125$ (linie punctată).

Caracteristicile de frecvenţă ale curenţilor statorici ai arborelui electric, pentru alunecare constantă *s*, se obţin din caracteristicile de frecvenţă ale maşinii asincrone în conectare directă considerînd cercul arborelui care trece prin vîrful curentului de mers în gol şi prin vîrful curentului statoric corespunzător alunecării *s*. Dreapta care uneşte vîrfurile acestor curenţi reprezintă chiar diametrul cercului arborelui O_a pentru arborele fără condensatoare şi O_{ac} pentru cel cu condensatoare.

Fazorii curenţilor absorbiţi de statoarele maşinilor auxiliare se deplasează pe cercul arborelui corespunzător unghiurilor $+p\varphi$ şi $-p\varphi$, astfel că pentru $s = 2$, se pot obţine, pe figura 3, valorile curenţilor statorici ai maşinilor auxiliare, pentru oricare valoare a unghiului de decalaj între maşinile auxiliare ale arborelui electric cu şi fără condensatoare suplimentare statorice.

Cu linii punctate s-au trasat curbele corespunzătoare stării necompensate ($\sigma = 0{,}125$), iar cu linii continue cele corespunzătoare stării compensate ($\sigma_c = 0{,}06$). Aceste caracteristici reflectă cele spuse mai sus.

La o compensare aproape completă, $\sigma_c = 0{,}005$, a reactanțelor de dispersie comportarea arborelui electric se înrăutățește. Figura 4 arată comparativ curbele $d_a(s)$, $c_a(s)$ și $\Delta M_{amax}(s)$ la conectarea normală ($\sigma = 0{,}125$), la compensarea parțială ($\sigma_c = 0{,}0775$) și compensarea aproape completă ($\sigma_c = 0{,}005$) a reactanțelor de dispersie. Se observă astfel că la compensarea parțială mărimile c_a și ΔM_{amax} au valori superioare celor corespunzătoare conexiunii normale în timp ce la compensarea aproape totală ($\sigma_c = 0{,}005$) aceste mărimi sînt nesatisfăcătoare.

Coeficientul de amortizare d_a la alunecări mari, obține creșteri mai mari la creșterea gradului de compensare γ.

Din cele arătate pînă acum rezultă necesitatea găsirii valorii optime a coeficientului de dispersie σ_c la care valoarea coeficientului de elasticitate a arborelui electric să obțină valoarea maximă.

Se pornește de la ecuația (16) care trebuie, pentru $\sigma_c = \sigma_{opt}$, să obțină un maximum.

Efectuînd derivata $\frac{dC_a}{d\sigma_c}$, egalînd-o cu zero și ținînd cont de aproximațiile:

$$1 + \sigma_c - \sigma \cong 1 \text{ și}$$

se obține forma cea mai simplă a coeficientului total optim de dispersie al mașinii auxiliare

$$\sigma_c = \frac{\beta + \alpha_c s}{s}.$$

Pentru arborele electric analizat în această lucrare valoarea optimă a lui σ_c este 0,0775, adică tocmai cazul arătat de figura 4.

Pentru extinderea valorilor pozitive ale coeficientului de amortizare d_a la alunecări și mai mari este avantajoasă combinarea metodei introducerii condensatoarelor în circuitele statoarelor mașinilor auxiliare cu metoda introducerii rezistențelor suplimentare în circuitele rotoarelor acelorași mașini.

4. Introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor și a rezistențelor suplimentare în circuitele rotoarelor mașinilor auxiliare ale arborelui electric

Schema conectării condensatoarelor C_a și a rezistențelor suplimentare R_{ra} în circuitele mașinilor auxiliare asincrone se vede în figura 5.

Creșterea curenților absorbiți de la rețea de către mașinile auxiliare datorită condensatoarelor introduse în circuitele statoarelor acestor mașini poate fi diminuată sau se poate obține chiar o micșorare a acestor curenți față de conectarea directă la introducerea rezistențelor suplimentare rotorice.

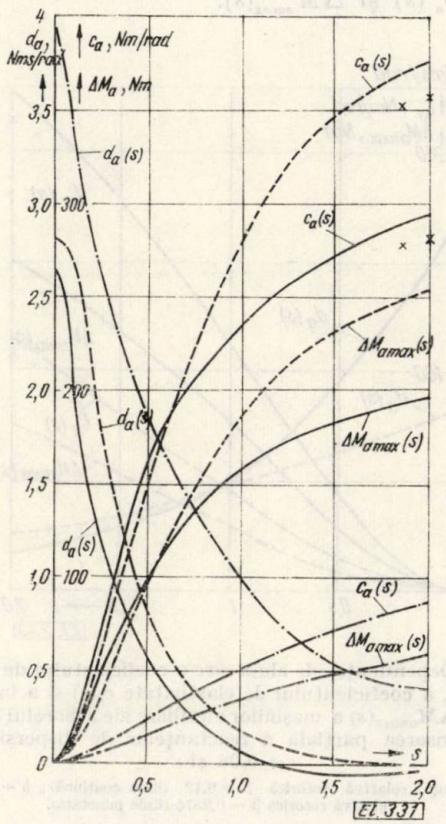


Fig. 4. Dependența de alunecare a coeficientului de amortizare $d_a(s)$, a coeficientului de elasticitate $c_a(s)$ și a încărcării maxime $\Delta M_{amax}(s)$ a mașinilor auxiliare ale arborelui electric, pentru:
a – compensarea aproape completă a reactanțelor de dispersie, $\sigma_c = 0{,}005$ (linie – punct – linie); *b* – compensarea parțială, $\sigma_c = 0{,}06$ (linie punctată); *c* – fără compensare, $\sigma = 0{,}125$ (linie continuă).

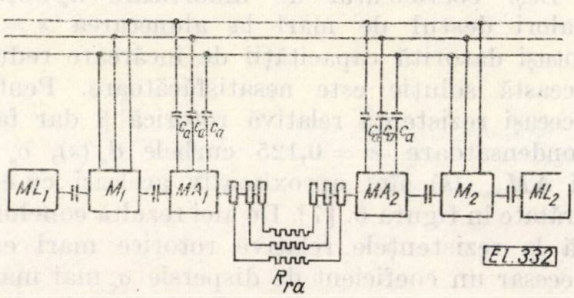


Fig. 5. Introducerea condensatoarelor C_a în circuitele statoarelor și a rezistențelor suplimentare în circuitele rotoarelor mașinilor auxiliare ale arborelui electric.

De asemenea, la alunecări mari, coeficienții de amortizare d_a ai mașinilor auxiliare cresc cu creșterea rezistențelor rotorice.

Coeficientul de elasticitate c_a și inclusiv încărcarea maximă se reduc o dată cu creșterea rezistențelor relative rotorice β, de aceea o

mărire exagerată a acesteia nu are utilitate practică. Pentru coeficientul de dispersie compensat $\sigma_c = 0{,}06$ și pentru două valori ale rezistenței relative rotorice $\beta = 0{,}12$ și $\beta = 0{,}2376$ pe figura 6 se arată dependențele de alunecare $d_a(s)$, $c_a(s)$ și $\Delta M_{amax}(s)$.

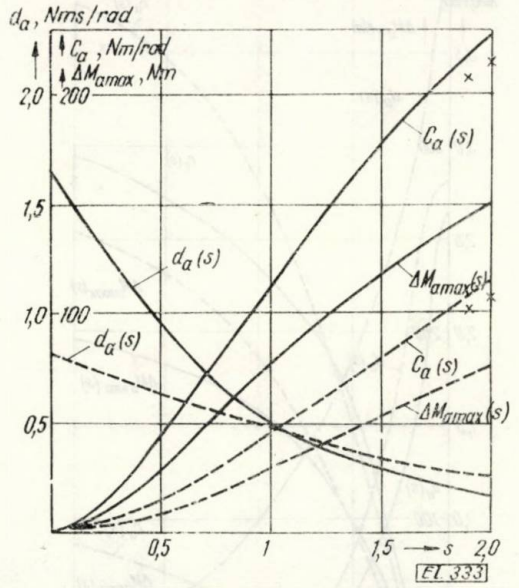


Fig. 6. Dependența de alunecare a coeficientului de amortizare $d_a(s)$, a coeficientului de elasticitate $c_a(s)$ și a încărcării maxime $\Delta M_{amax}(s)$ a mașinilor auxiliare ale arborelui electric, la compensarea parțială a reactanțelor de dispersie $\sigma_c = 0{,}06$ și:

a – rezistența relativă rotorică $\beta = 0{,}12$ (linie continuă); *b* – rezistența relativă rotorică $\beta = 0{,}2376$ (linie punctată).

La rezistența relativă rotorică $\beta = 0{,}467$ și $\sigma_c = 0{,}06$, la alunecarea $s = 2$ coeficientul de elasticitate scade de 5,72 ori față de conectarea directă a mașinilor auxiliare.

Deși coeficientul de amortizare d_a obține valori destul de mari la alunecarea $s = 2$, totuși datorită capacității de încărcare reduse această soluție este nesatisfăcătoare. Pentru aceeași rezistență relativă rotorică β dar fără condensatoare $\sigma = 0{,}125$ curbele $d_a(s)$, $c_a(s)$ și $\Delta M_{amax}(s)$ sînt aproximativ aceleași cu cele arătate în figura 6. [7]. De aici rezultă concluzia că la rezistențele relative rotorice mari este necesar un coeficient de dispersie σ_c mai mare. Astfel pentru rezistența relativă rotorică $\beta = 0{,}467$ se obține valoarea optimă a lui σ_c, adică $\sigma_{opt} = 0{,}285$ mai mare ca cel al mașinii în conectarea directă. Acest coeficient mare de dispersie se poate obține nu prin adăugarea unor condensatoare ci a unor reactanțe inductive în circuitele statoarelor. Soluția aceasta nu poate fi acceptată deoarece coeficientul de amortizare d_a la alunecări mari scade la valori inacceptabile.

5. Rezultate experimentale

Determinările experimentale, s-au efectuat pe arborele electric format din mașini auxiliare și principale asincrone cu rotorul bobinat fabricat de UMEB de 3 kW și 940 rot/min. Toate cele patru motoare asincrone sînt identice. Pentru încărcarea arborelui s-au folosit două mașini de curent continuu identice de putere 3,5 kW, cîte o mașină (de lucru) pentru fiecare grup de mașini al arborelui.

Indusurile celor două mașini de încărcare, cu excitație separată, sînt legate în serie la sursa de alimentare U. Întrucît polaritățile celor două indusuri înseriate sînt inverse, tensiunile electromotoare ale acestor indusuri se compensează reciproc, iar curentul ce străbate cele două indusuri, va depinde numai de tensiunea de alimentare și de rezistența totală a circuitului.

Cum curentul străbate cele două indusuri în sens contrar iar sensurile fluxurilor excitațiilor separate sînt aceleași, cuplurile electromagnetice produse de cele două mașini vor avea sensuri contrare, producînd o diferență de cupluri ΔM_r care torsionează arborele cu unghiul electric δ.

La curenți de excitație constanți, încărcarea ΔM_r a arborelui crește cu creșterea curenților din indusuri, creștere obținută prin modificarea valorii unei rezistențe reglabile înseriate cu cele două indusuri.

Unghiul de decalaj între cele două mașini auxiliare s-a măsurat cu un traductor rezistiv, mașinile auxiliare fiind așezate una în fața celeilalte.

Arborele electric s-a încărcat cu o diferență mică de cupluri ΔM_r, știind că încărcarea arborelui $\Delta M_a = \Delta M_r$ este proporțională cu unghiul electric de decalaj, coeficientul de elasticitate c_a fiind factor de proporționalitate.

Măsurînd mărimile ΔM_r și δ pentru o anumită alunecare s, se determină ușor valoarea coeficientului de elasticitate c_a corespunzătoare acestei alunecări.

La conectarea directă și la introducerea în serie cu înfășurările statoarelor mașinilor auxiliare a condensatoarelor de capacitate $C_a = 1310$ μF pe fază, se obțin valorile coeficientului c_a pentru alunecările $s = 1{,}8$ și $s = 2$ (fig. 4).

Încărcarea arborelui electric are loc cel mai frecvent la torsionarea lui cu unghiul de decalaj între rotoarele mașinilor auxiliare de 5–10 grade electrice. Deosebit de rar se obține încărcarea de $\delta = 30$ grade electrice. La arborele ce nu conține condensatoare, curenții statorici ai celor două mașini auxiliare, au, la $\delta = p\varphi = 30$ grade electrice însă $I_1 = 9{,}25$ A și $I_2 = 15{,}3$ A. La conectarea condensatoarelor de capacitatea $C_a = 1310$ μF, în serie cu înfășu-

rările statoarelor maşinilor auxiliare, la acelaşi unghiu de decalaj, curenţii statorici devin $I_{1c} = 16{,}5$ A şi $I_{2c} = 21$ A. Puterea reactivă totală consumată de condensatoarele înseriate cu statoarele celor două maşini auxiliare este $Q_{tot} = 5{,}17$ kVAr.

La utilizarea condensatoarelor s-a obţinut o creştere a coeficientului de elasticitate c_a, deci şi o creştere a capacităţii de încărcare a arborelui cu 28% faţă de conectarea directă. Această creştere s-a obţinut prin creşterea curenţilor statorici ai maşinilor auxiliare cu 31% şi respectiv 37%.

La torsionarea inversă a arborelui electric cu acelaşi unghiu de decalaj, valorile curenţilor şi puterilor reactive ale maşinilor auxiliare se schimbă între ele.

Trebuie remarcat faptul că valorile coeficientului c_a obţinute pe cale experimentală, în cazul conectării directe şi-n cazul conectării prin intermediul condensatoarelor sînt cu circa 6—8 procente mai mici ca valorile obţinute prin calcul aşa cum se vede pe figura 4. Această neconcordanţă, nu prea mare, este cauzată de simplificările de calcul ca de exemplu neglijarea pierderilor în fier şi a pierderilor mecanice din lagăre şi ventilaţie.

De asemenea, în calcule, curenţii şi fluxurile se consideră mărimi pur sinusoidale.

Pentru cazul folosirii condensatoarelor în circuitele statoarelor şi al rezistenţelor suplimentare în circuitele rotoarelor maşinilor auxiliare conectate ca-n figura 5, în figura 6 se observă diferenţe mai mici între datele obţinute prin calcul şi pe cale experimentală ca urmare a creşterii puterii pierdute în rezistenţele totale rotorice, pierderi luate în considerare la calcule.

Determinările experimentale, reprezentate în figurile 4 şi 6 au avut drept scop demonstrarea practică a avantajului folosirii condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare.

6. Concluzii

Folosirea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare ale arborelui electric prezintă următoarele avantaje:

— creşte capacitatea de încărcare a arborelui faţă de conectarea directă sau faţă de folosirea rezistenţelor suplimentare rotorice;

— creşte contribuţia maşinilor auxiliare la amortizarea sistemului la alunecări mari, $s = 2$.

Curenţii statorici absorbiţi de la reţea relativ ridicaţi la alunecări şi unghiuri de decalaj între rotoare mari reprezintă singurul dezavantaj al acestei metode.

Dacă încărcarea arborelui este foarte mare dar de foarte scurtă durată, situaţii foarte frecvente în instalaţiile industriale, folosirea metodei arătată este cea mai indicată.

Dacă încărcarea arborelui este de mai lungă durată, atunci pentru evitarea încălzirii maşinilor auxiliare se adaugă în rotoare rezistenţe suplimentare.

Notaţii folosite

$Y(\lambda) = \dfrac{\delta(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = \dfrac{M(\lambda)}{N(\lambda)}$ — funcţia de transfer a arborelui electric

$\Delta M_r(\lambda) = M_{r2}(\lambda) - M_{r1}(\lambda)$ — diferenţa cuplurilor rezistente aplicate celor două grupuri de maşini (mărimea de intrare)
$\delta(\lambda) = p\varphi(\lambda) = p[\varphi_1(\lambda) - \varphi_2(\lambda)]$ — unghiul electric de decalaj între rotoarele maşinilor auxiliare (mărimea de ieşire)

$M(\lambda) = (\theta_1 + \theta_2)\lambda + 2\,d_p$

$N(\lambda) = \theta_1\theta_2\lambda^3 + (\theta_1 + \theta_2)d_p\lambda^2 + [(\theta_1 + \theta_2)c_a + d_p^2]\lambda +$

$+ 2\,c_a d_p$ — ecuaţia caracteristică

p — numărul de perechi de poli al maşinilor auxiliare asincrone

λ — variabilă complexă provenită din transformarea Laplace
c_a, d_a şi θ_a — coeficientul de elasticitate, coeficientul de amortizare şi momentul de inerţie al maşinii auxiliare

d_p şi θ_p — coeficientul de amortizare şi momentul de inerţie al motorului principal de antrenare
θ_s — momentul de inerţie al maşinii de lucru

$\theta_1 = \theta_{a1} + \theta_{p1} + \theta_{s1}$ — momentul de inerţie rezultant al primului grup de maşini

$\theta_2 = \theta_{a2} + \theta_{p2} + \theta_{s2}$ — momentul de inerţie rezultant al grupului al doilea de maşini

r_1, L_1, X_1 — rezistenţa, inductivitatea totală şi reactanţa totală a înfăşurării statorului maşinii auxiliare asincrone la conectarea directă

r_2, L_2, X_2 — rezistenţa, inductivitatea totală şi reactanţa totală a înfăşurării rotorului maşinii auxiliare asincrone la conectarea directă

M — inductivitatea mutuală a maşinii auxiliare asincrone
ω_1 — pulsaţia curenţilor statorului maşinii auxiliare asincrone

$\alpha_c = \dfrac{r_1}{\omega_1 L_1 (1 - \gamma)}$ — rezistenţa relativă a statorului faţă de reactanţa totală statorică la introducerea condensatoarelor

$\gamma = \dfrac{1}{\omega_1 C_a} \Big/ \dfrac{1}{\omega_1 L_1}$ — reactanţa capacitivă relativă a statorului faţă de reactanţa inductivă totală a statorului

$\beta = \dfrac{r_2}{\omega_1 L_2}$ — rezistenţa relativă a rotorului faţă de reactanţa totală a rotorului

$\sigma_c = 1 - \dfrac{M^2}{L_1 L_2} - \gamma = \sigma - \gamma$ — coeficientul total de dispersie

$I_{\mu c} = \dfrac{U_1}{\omega_1 L_1 (1 - \gamma)} = \dfrac{I_\mu}{1 - \gamma}$ — componenta reactivă a curentului de magnetizare în cazul utilizării condensatoarelor

$Q_{ia}(s) = \{2[(1 - \gamma)^2 + \alpha_c^2][\beta(1 - \gamma) + \alpha_c s(1 - \sigma_c)]\}(\alpha_c\beta -$

$- s\sigma_c) + \{2s[(1 - \gamma)^2 + \alpha_c^2] - s(1 - \sigma_c)\}[\beta(1 - \gamma) + \alpha_c s]$

$$Q_{ir}(s) = \{2s[(1-\gamma)^2 + \alpha_c^2] - s(1-\sigma_c)\}(\alpha_c\beta - s\sigma_c) -$$

$$- \{2[(1-\gamma)^2 + \alpha_c^2][\beta(1-\gamma)+\alpha_c s(1-\sigma_c)]\}[\beta(1-\gamma) + \alpha_c s]$$

$$Q_{isa}(s) = s(1-\sigma_c)\{\alpha_c(\alpha_c\beta - s\sigma_c) - [\beta(1-\gamma) + \alpha_c s]\}$$

$$Q_{isr}(s) = s(1-\sigma_c)\{(\alpha_c\beta - s\sigma_c) + \alpha_c[\beta(1-\gamma) + \alpha_c s]$$

$$P(s) = [(1-\gamma)^2+\alpha_c^2]\{(\alpha_c\beta - s\sigma_c)^2 + [\beta(1-\gamma) + \alpha_c s]^2\}$$

$$Q_{m1}(s) = -s^2(\alpha_c^2 + \sigma_c)\sin p(\varphi_1 - \varphi_2) + s\beta[(1-\gamma)^2 +$$

$$+ \alpha_c^2][1 - \cos p(\varphi_1 - \varphi_2)]$$

$$Q_{m2}(s) = +s^2(\alpha_c^2 + \sigma_c)\sin p(\varphi_1 - \varphi_2) + s\beta[(1-\gamma)^2 +$$

$$+ \alpha_c^2][1 - \cos p(\varphi_1 - \varphi_2)]$$

S-a folosit sistemul de unităţi MKSA.

Bibliografie

[1] *Braşovan, M.*, Acţionări electromecanice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[2] *Ungruh, F., Jordan, H.*, Gleichlaufschaltungen von Asynchronmotoren. Braunschweig, Verlag R. Vieweg, 1964.

[3] *Ungruh, F.*, Die Stabilität elektrischer Ausgleichwellen bei Speissung mit Drehstrom, Wechselstrom und Gleichstrom. Diss. Hannoven, 1959.

[4] *Jordan, H., Schmidt, W.*, Über der Unterdrückung der Pendelneigung elektrischer Wellen durch induktive und ohmische Widerstände im Läuferkreis. În : AEG Mitteilungen, mart-april 1941.

[5] *Jordan, H.*, Über den stationären Betrieb und die Auslegung von elektrischen Ausgleichwellen. În : E.T.Z. A, ian 1952.

[6] *Treşcev, I. I.*, K voprosu ob obşcei teorii electriceskovo vala. În : Electricestvo, nr. 1, 1953.

[7] *Marga, G.*, Contribuţii la studiul stabilităţii statice şi dinamice a arborelui electric. Dizertaţie, Timişoara, 1968.

[8] *Marga, G.*, Funcţia de transfer şi răspunsul în timp al unghiului de decalaj al arborelui electric la aplicarea unui semnal de intrare în formă de treaptă. Buletinul celei de „A doua Conferinţe a electricienilor", Bucureşti, 1969.

Intrat în redacţie la 17.IV.1969

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE

Realizări şi perspective în domeniul construcţiei de hidrogeneratoare

MIHAI OPASCHI* — Reşiţa

CZ 621.313.3–82.002(498)

În varietatea imensă de bogăţii naturale ale ţării noastre, un loc de seamă îl ocupă energia hidraulică. Potenţialul hidroenergetic amenajabil al rîurilor din ţara noastră însumează o putere de peste 12 000 MW, care se poate realiza prin construirea a peste 500 de centrale hidroelectrice. Datorită caracterului specific al acestor centrale, de a fi determinate de condiţiile locale, foarte diferite între ele, hidrogeneratoarele care se prevăd a fi instalate reprezintă o gamă foarte variată de tipuri. Astfel, domeniul de putere unitară ar fi de la 5 000 kVA pînă la circa 200 000 kVA, iar domeniul de turaţie de la 62 pînă la 600 rot/min. Aceste considerente au determinat orientarea industriei noastre constructoare de maşini spre dezvoltarea construcţiei de hidrogeneratoare.

Pînă în anul 1953 fabricaţia hidrogeneratoarelor în ţara noastră nu a avut caracter de profil, iar la uzina din Reşiţa, singura producătoare de hidrogeneratoare din ţară, s-au realizat în total şapte hidrogeneratoare de puteri mici, totalizînd o putere de 13 900 kVA. Datele tehnice nominale ale acestor hidrogeneratoare sînt prezentate în tabela 1.

Începînd cu anul 1960 proiectarea şi fabricaţia hidrogeneratoarelor la uzina din Reşiţa cunoaşte o dezvoltare rapidă şi ascendentă. Astfel sînt concepute şi realizate hidrogeneratoarele verticale sincrone pentru cascada de centrale hidroelectrice de pe rîul Bistriţa-aval. Această cascadă conţine 11 centrale hidroelectrice, totalizînd 24 de hidrogeneratoare, de puteri cuprinse între 6 200 şi 25 000 kVA, antrenate de turbine de tip Kaplan. Schema de amenajare a acestei cascade este prezentată în figura 1.

La sfîrşitul anului 1966 această cascadă a fost pusă integral în funcţiune. De asemenea, s-au realizat hidrogeneratoarele pentru cascada de pe rîul Argeş — aval şi centrala hidroelectrică Firiza (Baia-Mare). Datele tehnice nominale ale acestor hidrogeneratoare sînt prezentate în tabela 2.

Pentru aprecierea nivelului tehnic al hidrogeneratoarelor este necesar să se ia în considerare toate caracteristicile tehnice împreună (reactanţe, parametri de excitaţie, momentul de volan, raportul de ambalare, randament,

* *M. Opaschi* este inginer şef la ICPEH — Reşiţa.

Tabela 1

Datele tehnice nominale ale hidrogeneratoarelor realizate la uzina din Reșița, pînă în anul 1953

Caracteristici tehnice	Unitatea de măsură	Tipul		
		A–1900/1150	A–1500/510	A–608
Puterea nominală	kVA	4 200	1 700	700
Tensiunea nominală	V	6 600	6 600	6 300
Frecvența	Hz	50	50	50
Factorul de putere	—	0,7	0,7	0,7
Turația nominală	rot/min	750	750	750
Greutatea totală	t	29	15	6
Dispoziția arborelui	—	orizontală	orizontală	orizontală
Anul punerii în funcțiune	—	1951	1953	1953
Centrala hidroelectrică	—	Crăinicel	Crăinicel	Tg. Mureș

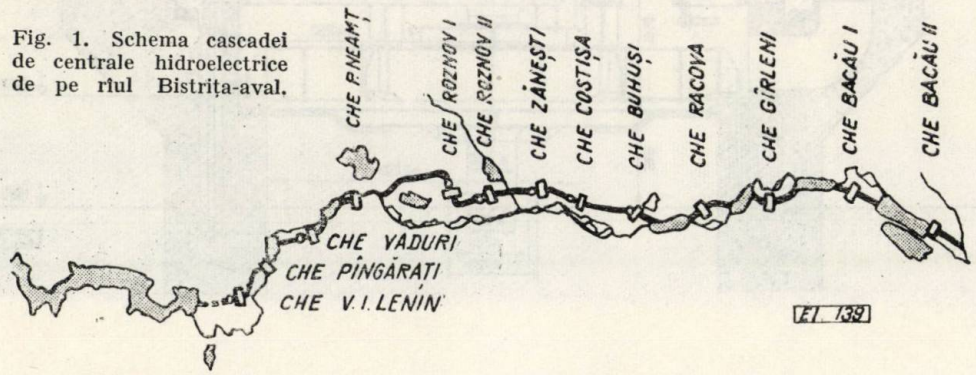


Fig. 1. Schema cascadei de centrale hidroelectrice de pe rîul Bistrița-aval.

greutate totală, dimensiuni de gabarit). În tabela 3 sînt prezentate caracteristicile tehnice ale hidrogeneratoarelor realizate.

În cele ce urmează, în figurile 2, 3, 4, 5, 6, sînt prezentate desenele de ansamblu ale acestor hidrogeneratoare.

În centralele hidroelectrice de pe rîul Bistrița-aval și Argeș-aval, hidrogeneratoarele sînt amplasate într-un cilindru de beton, a cărui parte inferioară este legată de fundație iar partea superioară de planșeul aferent sălii de mașini. Ca urmare în sala de mașini în general apare doar steaua superioară parțial, excitatoarea, inelele de contact și generatorul de reglaj, așa cum se vede în figurile 7, 8, 9, 10, 11, care reprezintă vederile interioare din sala de mașini ale centralelor Roznov II, Zănești, Piatra-Neamț, Pîngărați și Vaduri.

Hidrogeneratoarele mai sus prezentate sînt din seria HVS, adică sînt verticale, sincrone. Sînt realizate în două tipuri constructive și anume : tipul suspendat, cuprinzînd hidrogeneratoarele cu turația nominală peste 166,7 rot/min și tipul umbrelă, cuprinzînd hidrogeneratorul cu turația de 136,4 rot/min. Tipul suspendat are lagărul axial deasupra rotorului, amplasat în steaua superioară, iar tipul umbrelă are lagărul axial sub rotor în steaua inferioară.

Fiecare hidrogenerator este prevăzut cu o excitatoare de curent continuu și un generator sincron de reglaj, cu rotoarele montate pe arborele principal. De asemenea, conține o serie de instalații, cu ajutorul cărora se asigură bunul mers al hidrogeneratorului, după cum urmează :

— instalația de frînare și ridicare a rotorului ;

— instalația de stingere a incendiului la bobinajul statorului ;

— instalația de control termic și elemente de automatizare.

Excitația hidrogeneratoarelor este realizată cu ajutorul excitatoarelor autoexcitate sau cu excitație independentă.

Alimentarea regulatorului automat de turație este asigurată de generatorul sincron de reglaj, a cărui excitație este realizată cu ajutorul polilor executați din magneți permanenți.

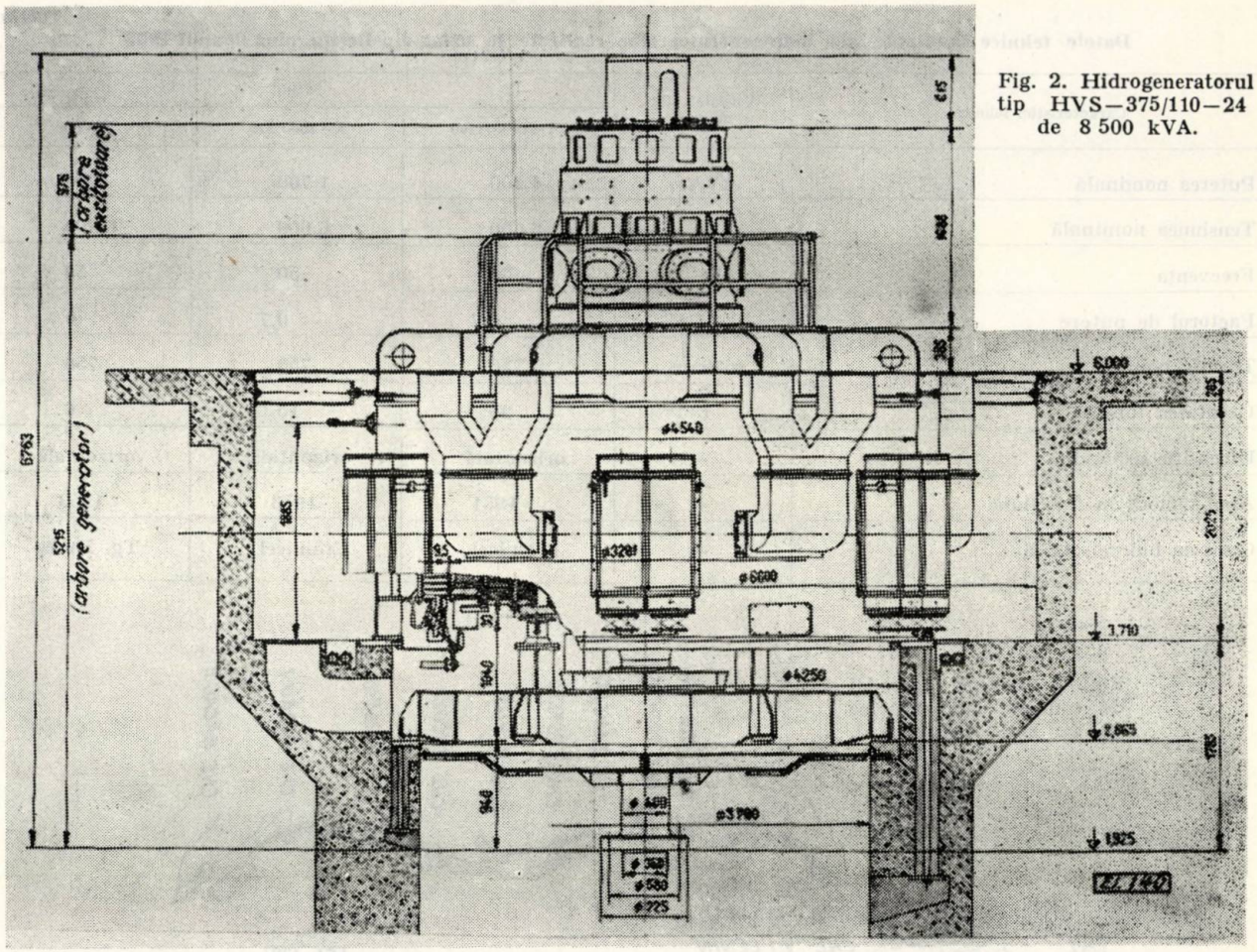


Fig. 2. Hidrogeneratorul tip HVS—375/110—24 de 8 500 kVA.

Tabela 2

Datele tehnice nominale ale hidrogeneratoarelor realizate la U.C.M. Reşiţa după anul 1960

Caracteristici tehnice	Unităţi de măsură	Tipul				
		HVS—375/100—24	HVS—420/65—28	HVS—602/95—44	HVS—638/100-36	HVS—275/82—14
Puterea nominală	kVA	8 500	6 500	12 500	25 000	5 700
Tensiunea nominală	V	6 300	6 300	6 300	10 500	6 300
Frecvenţa	Hz	50	50	50	50	50
Factorul de putere	—	0,9	0,9	0,9	0,9	0,8
Turaţia nominală	rot/min	250	214	136,4	166,7	428,6
Tipul constructiv	—	suspendat	suspendat	umbrelă	suspendat	suspen at
Centrala hidroelectrică		Roznov II Zăneşti Costişa Bacău II Oieşti Albeşti Cerbureni V. Iaşului	Piatra-Neamţ Buhuşi	Pîngăraţi Racova Gîrleni Bacău I	Vaduri	Firiza
Număr de generatoare	bucăţi	18	4	8	2	1

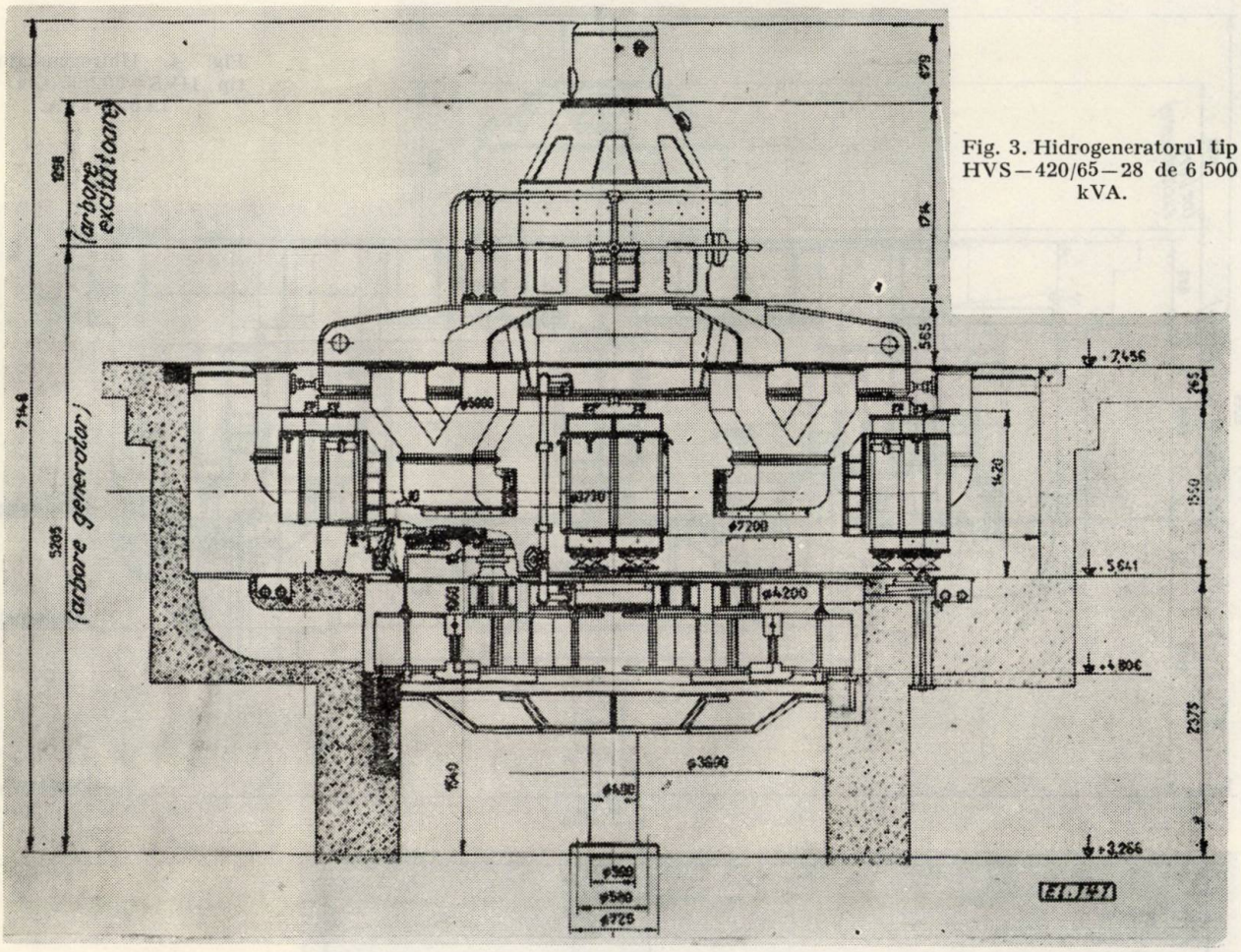


Fig. 3. Hidrogeneratorul tip HVS—420/65—28 de 6 500 kVA.

Caracteristici tehnice *Tabela 3*

Denumirea, tipul	Unităţi de măsură	HVS—375/100—24	HVS—420/65—28	HVS—602/95—44	HVS—638/100—36	HVS—275/82—14
Reactanţa sincronă longitudinală	ur	1,051	0,981	1,03	0,976	0,88
Reactanţa tranzitorie longitudinală	ur	0,273	0,277	0,32	0,243	0,223
Reactanţa supratranzitorie longitudinală	ur	0,18	0,177	0,21	0,182	0,138
Randamentul la 4/4	%	97	96	96,5	97,5	96,1
Tensiunea de forţare a excitaţiei	ur	1,8	2,25	2,25	2,6	2,6
Viteza de excitaţie	l/s	1,42	2,23	2,3	2	2
Momentul de volan	tm²	312	286	2 125	2 500	55
Raportul de ambalare	ur	2,5	2,1	2,5	2,5	2,35
Sarcina pe lagărul axial	t	170	170	360	545	67
Diametrul exterior al carcasei	mm	4 540	5 000	7 000	7 400	3 500
Lungimea totală a hidrogeneratorului	mm	6 763	7 148	8 088	8 809	5 044
Greutatea hidrogeneratorului	t	119	108	210	308	59

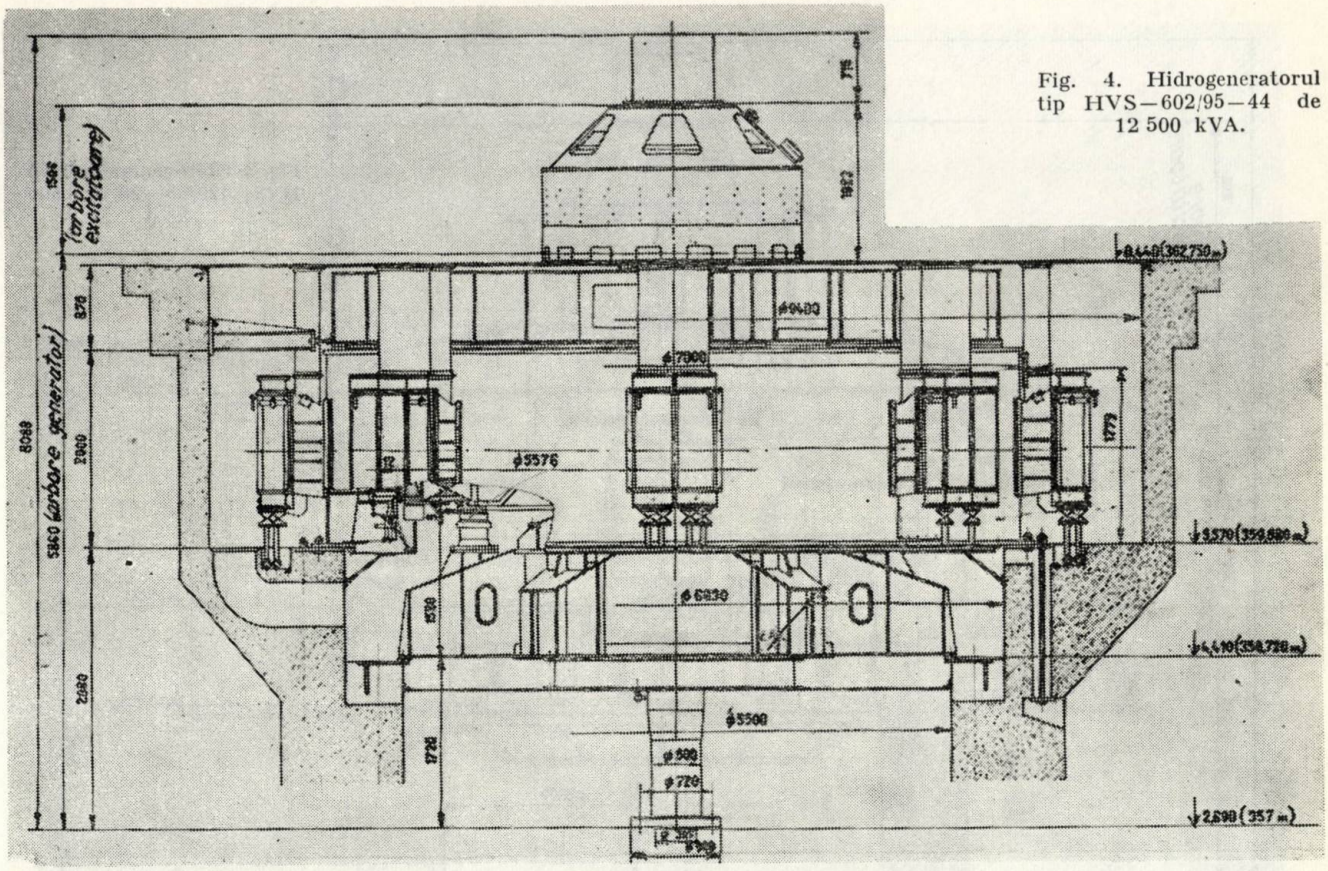


Fig. 4. Hidrogeneratorul tip HVS—602/95—44 de 12 500 kVA.

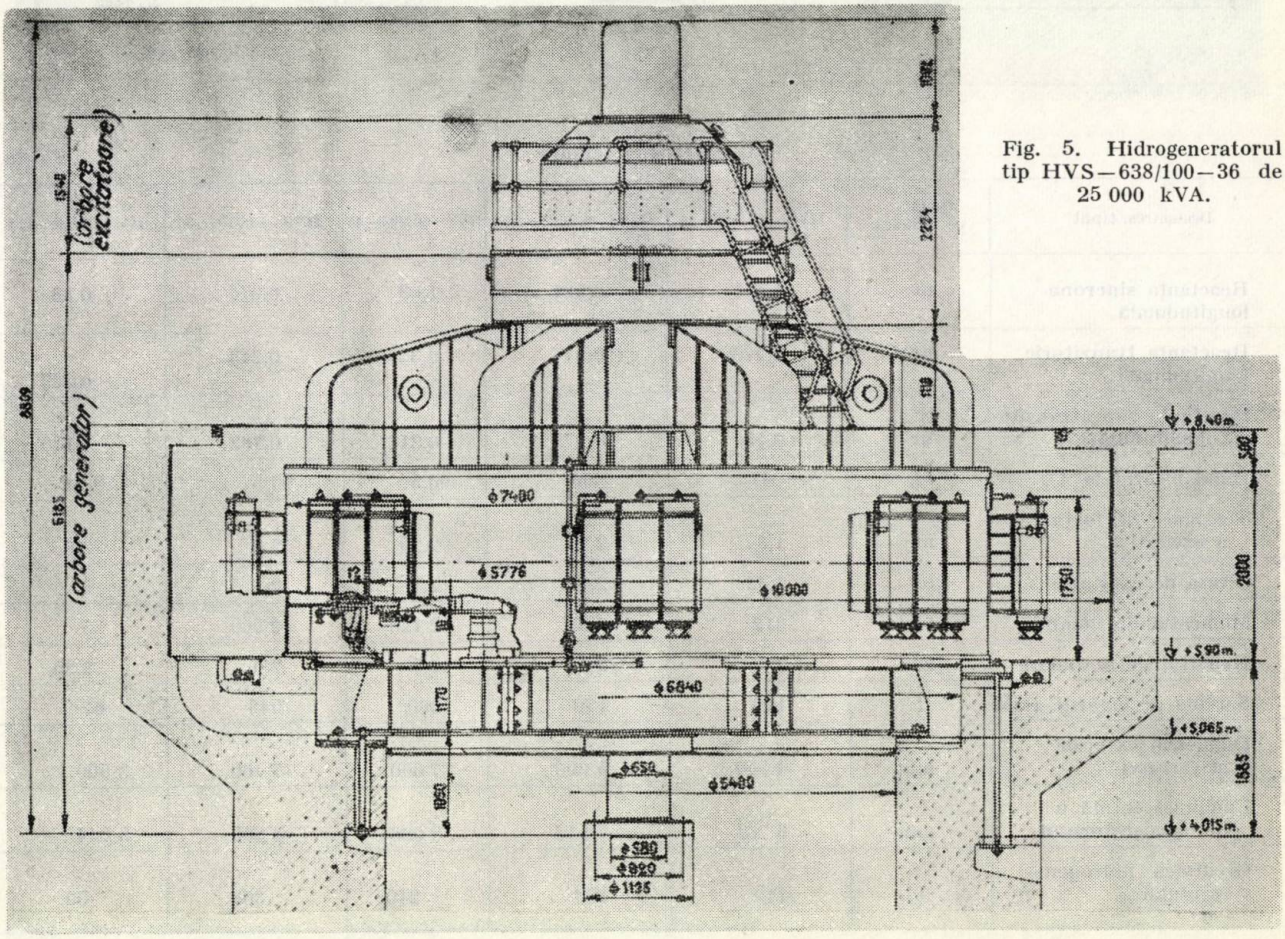


Fig. 5. Hidrogeneratorul tip HVS—638/100—36 de 25 000 kVA.

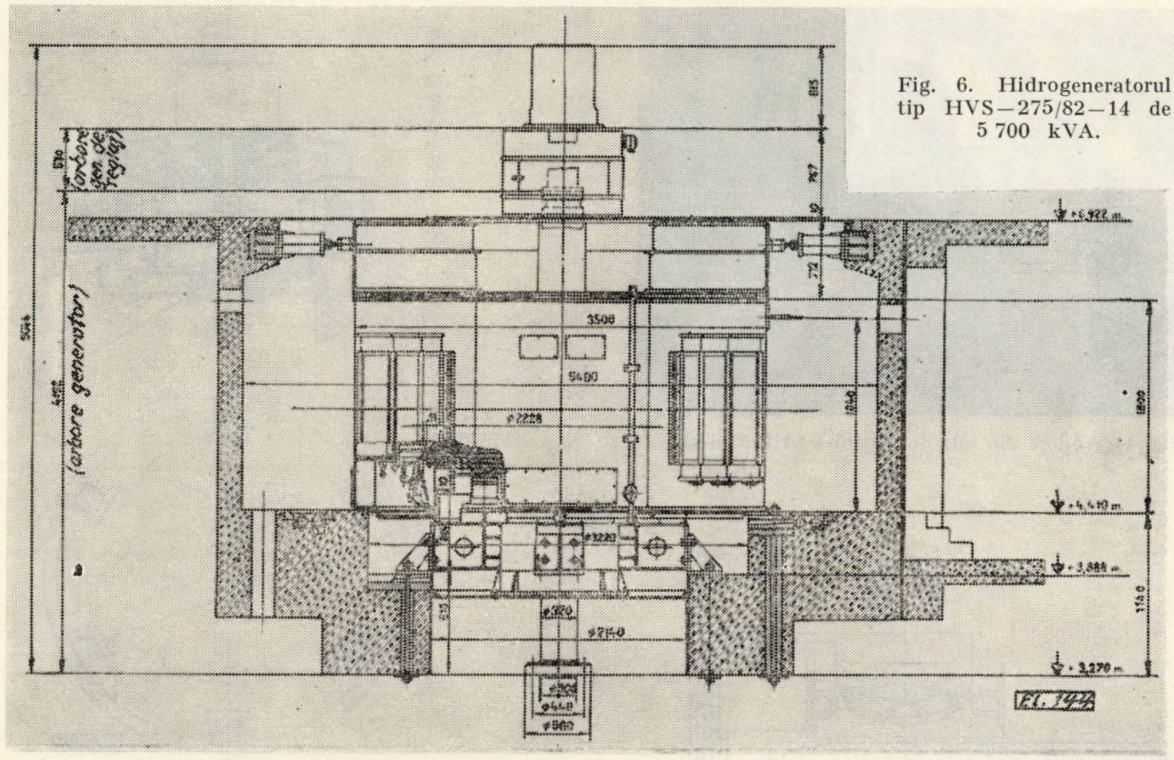


Fig. 6. Hidrogeneratorul tip HVS—275/82—14 de 5 700 kVA.

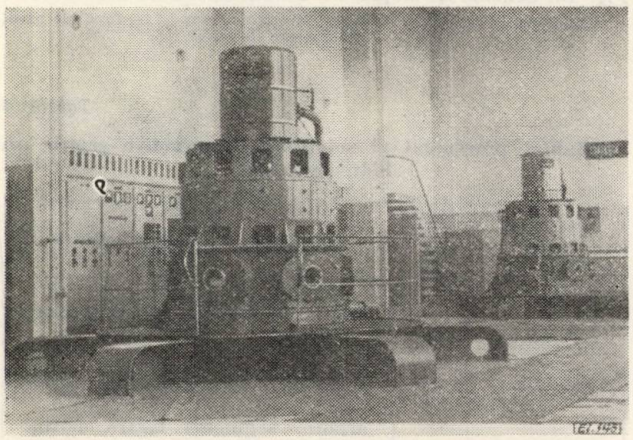


Fig. 7. Vedere din sala de mașini a CHE Roznov II.

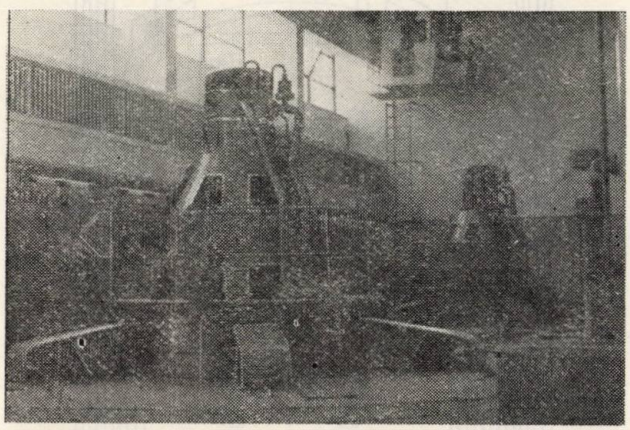


Fig. 9. Vedere din sala de mașini a CHE Piatra Neamț.

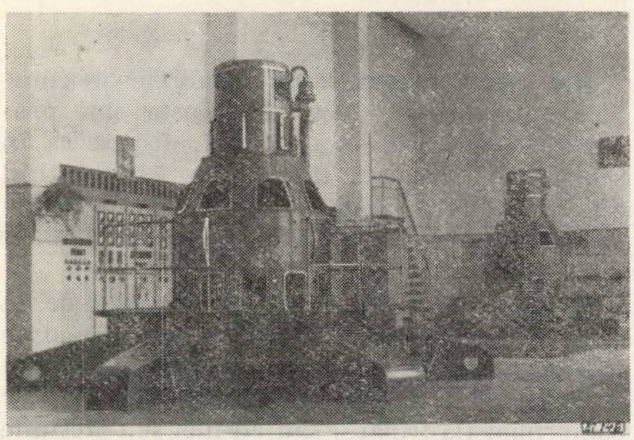


Fig. 8. Vedere din sala de mașini a CHE Zănești.

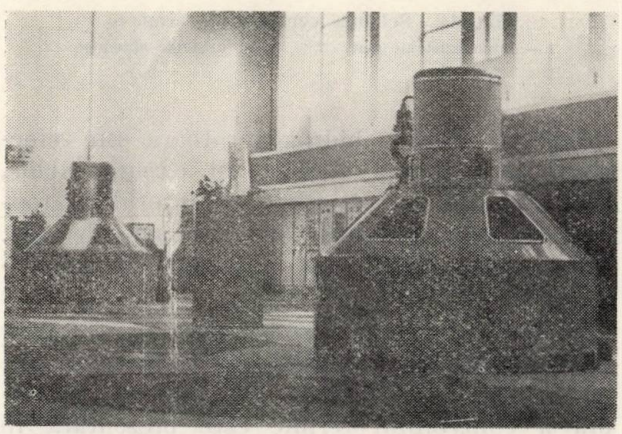


Fig. 10. Vedere din sala de mașini a CHE Pingărați.

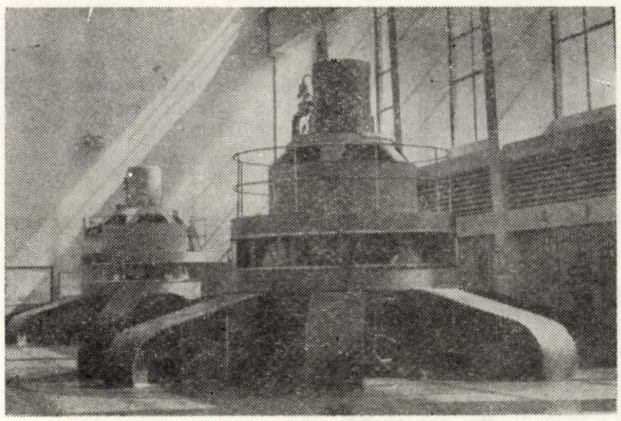


Fig. 11. Vedere din sala de maşini a CHE Vaduri.

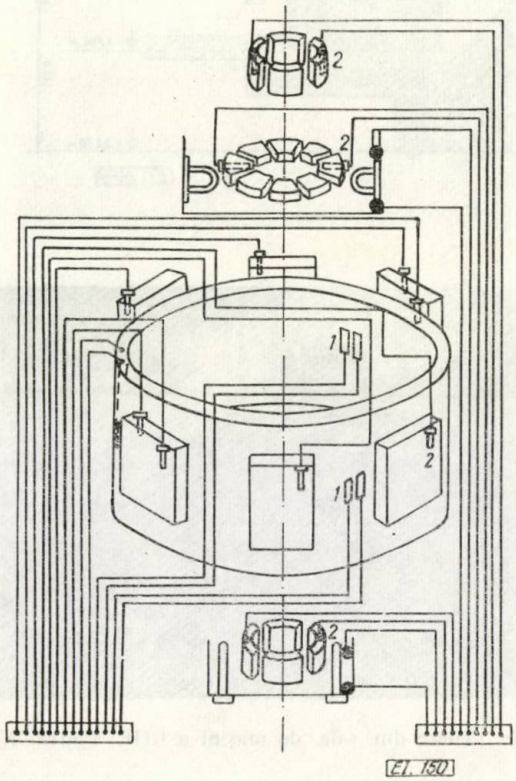


Fig. 12. Schema controlului termic:
1 – termorezistenţe plate; *2* – termorezistenţe cilindrice.

Răcirea acestor hidrogeneratoare este efectuată cu ajutorul aerului, în circuit închis, care la rîndul său este răcit cu ajutorul răcitoarelor de aer, prevăzute cu circulaţie de apă. Antrenarea aerului este asigurată de ventilatoare şi poli.

Controlul automat al temperaturii părţilor active, lagărelor şi aerului este realizat cu ajutorul termorezistenţelor. Schema de principiu a controlului termic este prezentată în figura 12.

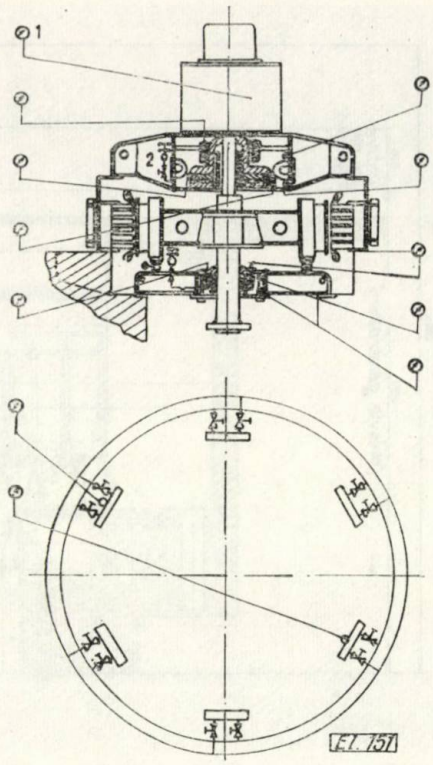


Fig. 13. Schema de amplasare a elementelor de automatică:
1 – termometre capilare cu contacte de semnalizare; *2* – relee de nivel ulei; *3* – limitatoare de cursă.

Tabela 4

Conţinutul procentual al soluţiilor constructive pentru un hidrogenerator

Denumirea soluţiei constructive	Conţinutul mediu %	Subansambluri principale realizate
Ştanţate	47	fier activ stator, poli rotor, coroană polară
Sudate	27	carcasa, stea rotor, stele, suporţi
Forjate	6	arbore, segmenţi lagăre, butuc rotor
Turnate	1,7	inele contact, butuc lagăr axial

Hidrogeneratoarele permit o funcţionare complet automatizată. Pentru aceasta sînt prevăzute elemente de automatică, dispuse ca în schema de principiu din figura 13, constînd din termometre capilare cu mercur dotate cu dispozitive de semnalizare, relee de nivel şi limitatoare de cursă.

Frînarea rotorului la oprire se aplică de la circa 30% din valoarea turaţiei nominale şi se realizează pe cale mecanică cu ajutorul dispozitivelor de frînare-ridicare, acţionate cu aer comprimat (la frînare) sau cu ulei sub presiune (la ridicare).

Tabela 5

Datele tehnice nominale ale unor hidrogeneratoare din perspectivă

Caracteristici tehnice	Unitatea de măsură	Centrala hidroelectrică					
		Porţile de Fier	Lotru	Dunăre	Someş	Sebeş	Oltul
Puterea nominală	MVA	190	185	50	85	85	10—85
Turaţia nominală	rot/min	71,5	375	75	600	428,6	88,3—166,7

Stingerea incendiului ce ar putea apare la bobinajul statorului se realizează cu ajutorul apei, injectată prin orificiile din ţevile inelare amplasate în zona capetelor de bobinaj.

Din soluţiile constructive adoptate pentru subansamblurile principale se prezintă următoarele:

— statorul este divizat în 2 — 4 sectoare. Fierul activ se execută din tolă silicoasă avînd cifra de pierdere $v_{10} = 1{,}25$ W/kg şi se realizează cu canale radiale de ventilaţie. Înfăşurarea statorului este în general de tip ondulat, în două straturi, cu pas scurtat, avînd conductoare divizate, cu transpoziţie pe lungimea fierului activ. Izolaţia este continuă, pe bază de mică şi sticlă, compoundate;

— rotorul are poli lamelaţi. Fixarea polilor se realizează cu ajutorul cozilor T şi a penelor înclinate. Bobinele polare sînt executate din cupru de profil special, în vederea majorării suprafeţei de răcire. Coroana polară este realizată din segmenţi ştanţaţi, din tablă de oţel de grosime de 4 mm;

— lagărele sînt executate din segmenţi oscilanţi, avînd ungere cu ulei, răcit cu ajutorul răcitoarelor, amplasate în cuva de ulei;

— construcţia metalică a hidrogeneratoarelor este realizată din tablă de oţel asamblată prin sudare (carcasă, steaua rotorului, steaua superioară şi inferioară).

În concepţia care a stat la baza elaborării acestor hidrogeneratoare s-au evitat soluţiile turnate, în schimb s-a pus un accent deosebit pe soluţiile ştanţate şi sudate. În tabela 4 se prezintă procentual conţinutul mediu al soluţiilor constructive pentru un hidrogenerator.

Pe baza experienţei dobîndite pînă în prezent, precum şi a cooperării cu unele firme de specialitate cu renume mondial (pentru unele cazuri) este posibil în perioada următoare saltul de la hidrogeneratoarele de 25 000 kVA, la hidrogeneratoare de puteri foarte mari. În prezent sînt în curs de realizare în ţară, o parte din hidrogeneratoarele pentru CHE Porţile de Fier şi Lotru, care vor fi cele mai mari hidrogeneratoare din ţara noastră.

În viitor toate hidrogeneratoarele verticale sincrone de mare putere, care urmează a echipa centralele hidroelectrice de pe Dunăre, Sebeş, Olt, Siret etc. vor fi concepute şi realizate integral în ţară.

Datele tehnice informative ale celor mai mari hidrogeneratoare, ce urmează a se realiza în viitorul apropiat, sînt prezentate în tabela 5.

Datele prezentate redau pe scurt realizările obţinute pînă în prezent în domeniul concepţiei şi construcţiei de hidrogeneratoare, precum şi obiectivele prevăzute a se realiza în perspectiva apropiată de către ICPEH şi uzina din Reşiţa.

Intrat în redacţie la 25.X.1969

RECENZII

CZ 621.313

A. I. Vajnov. **Maşini electrice** (Electriceskie Maşini). Leningrad, Ed. Energhia, XLV, 1969, 767 pag.

Ediţia recentă a lucrării lui A. I. Vajnov cuprinde şapte părţi totalizînd patruzeci şi cinci de capitole. Ea a fost gîndită spre a folosi ca manual studenţilor electroenergeticieni, dar este utilă unui cerc foarte larg de cititori şi este deosebit de valoroasă pentru cei care utilizează maşinile electrice din diferite instalaţii şi chiar pentru constructori. De asemenea, pentru o documentare mai aprofundată, „bibliografia" cuprinde un număr de 58 de lucrări.

Partea I „Probleme generale ale maşinilor electrice" — conţine un capitol introductiv cuprinzînd o descriere generală, o clasificare a maşinilor electrice şi a regimurilor lor de funcţionare, precum şi principiile de funcţionare ale fiecărui tip de maşină. Următorul capitol se referă, pe scurt, la înfăşurările maşinilor electrice şi la izolaţia acestora. Capitolul al treilea cuprinde calculul circuitului magnetic pentru diferitele tipuri de maşini electrice şi abordează problema cîmpului de excitaţie, a cîmpului de reacţie a indusului şi a cîmpului rezultant, la maşina sincronă şi cea de curent continuu. Urmează un capitol rezervat determinării expresiei tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea indusului, pornind de la tensiunea electromotoare ce se induce într-o secţie a înfăşurării indusului. Un ultim capitol stabileşte relaţiile generale care determină regimul normal de funcţionare ce se stabileşte în maşinile electrice.

Partea a II-a „Transformatoare" — tratează teoria transformatorului monofazat, a transformatorului trifazat, autotransformatorului, funcţionarea în paralel a transformatoarelor, reglarea tensiunii cu ajutorul transformatoarelor, încăl-

zirea şi răcirea transformatoarelor. Un ultim capitol se referă la transformatoare cu destinaţie specială — pentru încercări şi de măsură.

Partea a III-a ,,Maşini asincrone'' — studiază caracteristicile şi regimul de lucru permanent al motoarelor asincrone şi determinarea experimentală a parametrilor lor, reglarea vitezei de rotaţie ; ultimul capitol se referă la regimuri speciale de folosire a maşinilor asincrone : ca regulator de fază, ca regulator de tensiune şi în regim de dublă alimentare, toate trei studiate cu deosebită atenţie.

Partea a IV-a ,,Maşini sincrone'' — cuprinde următoarele capitole : Noţiuni generale ; Ecuaţiile şi diagramele fazoriale ; Puterea electromagnetică, momentul electromagnetic şi puterea reactivă ; Regimurile de lucru ale generatorului sincron ; Regimurile de lucru ale motorului sincron şi ale compensatorului sincron ; Sincronizarea maşinilor sincrone cu reţeaua electrică ; Determinarea experimentală a parametrilor maşinilor sincrone ; Excitaţia maşinilor sincrone ; Pierderile, încălzirea şi răcirea maşinilor sincrone şi Maşini sincrone speciale (generatorul sincron de şoc, generatoare de inducţie, maşini sincrone cu magneţi permanenţi etc.).

Partea a V-a ,,Regimurile stabile ale maşinilor de curent alternativ în condiţiile de nesimetrie ale reţelelor'' — se referă la următoarele probleme : Parametrii maşinilor de curent alternativ la cercetarea regimurilor nesimetrice ; Regimurile nesimetrice ale transformatoarelor ; Motorul asincron în condiţii de nesimetrie ; Regimurile nesimetrice ale generatoarelor sincrone.

Partea a VI-a ,,Maşini de curent continuu'' — abordează succint, după introducerea noţiunilor generale, problemele acestui tip de maşini electrice : Comutaţia în maşini de curent continuu. Generatoarele de curent continuu, Motoarele de curent continuu. Ultimul capitol este intitulat Maşini de curent contínu cu colector, de construcţie specială şi studiază maşinile electrice amplificatoare (amplidine, rototroale) şi excitatoarele turbo şi hidrogeneratoarelor.

Partea a VII-a ,,Procese tranzitorii în maşinile electrice — a căpătat în această lucrare, datorită importanţei deosebite o extindere mai mare decît în alte cărţi cu profil similar. Astfel, în primul capitol — Procese tranzitorii în transformatoare — sînt analizate detaliat fenomenele ce apar la conectare şi în cazul scurtcircuitului precum şi supratensiunile în transformatoare.

În capitolul următor ,,Ecuaţiile diferenţiale ale maşinilor sincrone'' — sînt deduse, în primele paragrafe, ecuaţiile de tensiuni, stabilindu-se în prealabil expresiile fluxurilor rezultante. În paragraful următor sînt deduse componentele momentului electromagnetic după axele d, q. Paragraful al patrulea este destinat scrierii ecuaţiilor maşinii sincrone în unităţi relative. Ultimul paragraf se referă la schemele echivalente ale circuitelor maşinii sincrone. Atenţia deosebită acordată acestei probleme este pe deplin justificată pe de o parte datorită faptului că maşina sincronă este elementul de bază în sistemele energetice din punctul de vedere al proceselor tranzitorii, iar pe de altă parte, pentru că datorită neuniformităţii întrefierului, ridică dificultăţi teoretice.

Capitolul al treilea ,,Scurtcircuitul brusc al generatorului sincron'' — conţine noţiuni fizice generale despre scurtcircuitul mono- bi- şi trifazat, deducerea expresiilor curenţilor şi a momentului electromagnetic la scurtcircuitul trifazat, expresia curentului indusului la scurtcircuitul bifazat şi supratensiunea ce apare în cazul scurtcircuitului bifazat.

Al patrulea capitol ,,Cîteva procese tranzitorii în maşina sincronă la alunecări mici'' — tratează problema sincronizării exacte, ecuaţiile simplificate de tensiuni pentru circuitul statoric al maşinii sincrone, tensiunea electromotoare şi momentul electromagnetic al maşinii la perturbaţii bruşte ale regimului stabil. Ultimul paragraf al acestui capitol studiază stabilitatea dinamică a maşinilor sincrone.

Capitolul al cincilea ,,Regimul asincron al maşinilor sincrone'' — are următoarele trei paragrafe : Noţiuni generale, Curenţii şi momentul în regim asincron cu alunecare constantă şi Scheme echivalente ale maşinii sincrone în regim asincron. Ca şi în cazul regimului permanent, tratarea problemelor tranzitorii se face într-un mod natural şi simplu, care uşurează înţelegerea semnificaţiilor fizice şi matematice ale mărimilor care intervin.

Lucrarea beneficiază de un material grafic foarte sugestiv şi în culori, ceeace aduce un spor de claritate în înţelegerea unor fenomene.

În concluzie, după cum rezultă şi din trecerea în revistă a problemelor abordate, cartea lui A. I. Vajnov este deosebit de cuprinzătoare, dovedindu-se a fi un manual de maşini electrice clasice dintre cele mai reuşite.

Ing. *Gr. Curiac*

CZ 621.315.616.96

BRUINS, P. F. ş.a. **Plaste pentru izolaţii electrice** (Plastics for electrical insulation). John Wilen, New York, 1968

Este o carte valoroasă ce vine în sprijinul inginerului electrotehnic de azi, care, spre deosebire de cel de ieri, proiectează sau exploatează izolaţia electrică alcătuită total sau parţial din polimeri sintetici.

Plecînd de la cele mai noi cunoştinţe din domeniul fizicii şi chimiei polimerilor, autorii cărţii prezintă mai întîi compartarea electroizolanţilor din polimeri în cîmp electric (polarizare, conducţie electrică, pierderi dielectrice, străpungere, descărcări parţiale), precum şi sub influenţa altor factori (temperatură, umiditate, arc electric, radiaţii, solicitări mecanice, agenţi chimici, contaminare etc.) ; se insistă mult asupra îmbătrînirii, stabilităţii mecanice şi termice la acest tip de electroizolanţi. Se descriu apoi principalii polimeri utilizaţi în izolaţia electrică modernă ca polietilena, polistirenul, polietilentereftalatul, teflonul, siliconii, policarbonaţii şi diverse lacuri, dîndu-se indicaţii preţioase asupra performanţelor şi limitelor acestor materiale, mai ales în ceea ce priveşte stabilitatea la temperatură, rigiditatea dielectrică şi lucrul la frecvenţe ridicate.

Nu se prezintă probleme legate de utilizarea polimerilor la izolarea cablurilor electrice de forţă.

Deşi alcătuită dintr-o suită de referate, cartea se prezintă ca un tot unitar şi este scrisă într-un stil simplu, clar, intuitiv, fiind accesibilă şi cititorilor mai puţin familiarizaţi cu domeniul electroizolanţilor din polimeri sintetici.

Conf. dr. ing. *Mihai Antoniu*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.066.6 : 620.193.1.001.24

BELKIN, G. S. **Influenţa caracteristicilor termofizice ale materialului de contact asupra eroziunii electrice.** (Vlianie teplofiziceschih svoistv materiala contactov na velicinu electricescoi erozii). În : Electricestvo **90**, nr. 2, 1970, p. 56—58, 9 ref. bibl.

Una din condiţiile de bază ce se impun contactelor destinate aparatajului de comutaţie o constituie rezistenţa acestora la uzură electrică. Mărimea acestei uzuri este dependentă în mare măsură de caracteristicile termofizice ale materialului precum şi de fluxul termic ce se stabileşte în jurul contactului şi durata sa de acţionare.

Se prezintă o serie de încercări efectuate pe contacte din wolfram, molibden, cupru, precum şi combinaţii dintre acestea ; fluxurile de căldură au fost cuprinse în gama : $10^4 — 5.10^7$ n/cm^2.

Se prezintă unele din rezultatele obţinute de autor, menţionate în cele ce urmează :

— pentru un acelaşi flux termic asupra unui contact dintr-un material determinat, eroziunea este cu atît mai mică cu cît masa de topire a metalului este mai mare, iar temperatura de topire şi căldură specifică au valori mai mici ;

— pentru regimuri staţionare de încălzire, autorul stabileşte o formulă care dă minimul de eroziune, funcţie de caracteristicile fizicotermice ale materialului.

Fl. T.

CZ 621.3.015.532 : 534.321.9

MOREL, I. F. şi WIND, G. **Detectarea şi localizarea descărcărilor parţiale cu ultrasunete** (Detection et localisation des décharges partielles par ultrasons). În : Revue Générale de l'Électricité, tom **79**, nr. 1, ian 1970, p. 52—63, 11 fig., 3 ref. bibl.

Se fac investigaţii asupra aparatului generator de ultrasunete ca pe baza semnalelor emise să detecteze descărcările parţiale. Se prezintă caracteristicile elementelor piezoelectrice care intră în structura aparatului apoi se definesc elementele sensibile şi banda de frecvenţă utilizată. Se comentează schema funcţională şi constructivă a aparatului realizat şi se descrie amplificatorul diferenţial simetric utilizat la realizarea schemei funcţionale a generatorului de ultrasunete. Se arată modul de funcţionare a aparatului insistîndu-se asupra posibilităţilor de detectare a descărcărilor parţiale. Pe baza folosirii unor asemenea aparate se determină cu precizie locul unde apare descărcarea şi punctul defect de pe izolaţia materialului cercetat.

Se mai aduc în discuţie schemele de realizare şi a altor dispozitive bazate pe ultrasunete care înlesnesc determinarea temperaturii mediului supus măsurătorilor. Fenomenele studiate sînt explicate sub aspect fizic şi sînt prinse în modele matematice care se pot folosi pentru continuarea cercetării fundamentale şi aplicate. În încheiere se indică perspectiva utilizării aparatelor bazate pe ultrasunete în aplicaţiile industriale din instalaţiile electrice.

A. C.

CZ 621.3.064.26 : 621.3.027.3

BOUVIER, B. şi FALLOV, B. **Comportarea dielectrică a vidului, utilizat ca izolant în domeniul tensiunilor înalte.** (Comportement dielectrique du vide utilisé comme isolant avec haute tension). În : R.G.E. tom. **79**, nr. 1, 1970, p. 65—69, 2 fig., 2 tab., 4 ref. bibl.

Se prezintă rezultatele unor studii avînd ca scop verificarea calităţii dielectrice a vidului (3.10^{-6} torr) sub tensiune alternativă cu scopul unor utilizări eventuale ca izolant în domeniul tensiunilor înalte. Încercînd o comparaţie cu o aceeaşi verificare făcută în curent continuu, autorul găseşte unele apropieri pe care le menţionează în lucrare. Astfel, acoperirea catodului cu alumină conduce şi-n acest caz la o „ridicare" a valorii tensiunilor de străpungere, atunci cînd numărul de descărcări nu depăşeşte o valoare critică, de la care începînd comportarea este diferită. De asemenea, condiţionarea apare şi-n aceste experimentări în sensul că pentru o aceeaşi distanţă între electrozi, valorile tensiunilor de străpungere cresc în timp. Efectul condiţionării dispare dacă se modifică distanţa între electrozi, evoluţia fiind la această schimbare similară unor electrozi necondiţionaţi.

Tensiunile disruptive măsurate, de ordinul a 40 kV/mm, par a fi sensibil superioare fluidelor electrice clasice, încît vidul ar putea să se extindă într-o gamă largă de aplicaţii.

Fl. T.

CZ 621.312 *Industria electrotehnică*

CZ 621.312 : 621 : 315.619

HENNING, J. şi HÄUSER, E. **Instalaţii pentru prelucrarea răşinilor topite** (Verarbeitungsanlagen für Giesharze). În : ETZ-B, nr. 4, febr 1970, p. 80—83.

Datorită variaţiilor acestor răşini şi a factorilor, care condiţionează reacţiunile, instalaţiile de prelucrare trebuie să satisfacă un număr însemnat de funcţiuni. În articol sînt descrise tipurile curente ale acestor instalaţii, insistîndu-se în special asupra unui dispozitiv de amestecare continuă. Răşinile topite ocupă un loc important în rîndul izolanţilor sintetici datorită însuşirilor dielectrice şi mecanice precum şi a proprietăţilor de protecţie contra intemperiilor şi umidităţii. Corespunzător componenţei chimice şi a însuşirilor răşinilor sînt indicate funcţiunile, pe care instalaţiile de prelucrare urmează să le îndeplinească, degazarea şi amestecul cu scopul obţinerii omogenităţii cerute, turnarea, încălzirea la diferite temperaturi, funcţionarea continuă etc. În funcţie de mărimea şi numărul pieselor executate din aceste răşini autorul deosebeşte trei tipuri de instalaţii :

Instalaţiile convenţionale producînd un număr restrîns de piese mari. Aceste instalaţii pot fi executate fie cu dimensiuni reduse (pentru încercări de laborator), fie cu dimensiuni industriale pentru producţia în masă. Sînt descrise ambele tipuri cu părţile lor componente (cazane de topit, amestecătoare, instalaţii de vacuum, vase şi pompe de dozat etc.), precum şi funcţiunile îndeplinite de fiecare element în tehnologia fabricaţiei, care este reprezentată şi într-o schemă.

Instalaţiile automate sînt destinate producerii în serie a unui număr mare de piese (2500 piese pe zi) cu volum redus (60—70 g). Aceste instalaţii se deosebesc esenţial de prima categorie, conţin dispozitive automate de turnat în vacuum şi dau deşeuri minime.

O a treia categorie o formează instalaţiile cu „amestecare continuă", cu automatizare generalizată şi un volum de producţie mult ridicat. Într-o schemă sînt redate elementele componente ale unei astfel de instalaţii.

Gh. C.

CZ 621.312—71.02 : 536.212.3

DELILE, G. **Perspective de viitor pentru temperaturile joase în electrotehnică** (Perspectives d'avenir des basses températures en électrotehnique). În : R.G.E. tom. **79**, nr. 1, 1970, p. 46—50, 23 ref. bibl.

Cercetările lui Kunzler din anul 1961 arătau că întrebuinţarea supraconductoarelor în electrotehnică este posibilă şi se spera o mutaţie completă şi rapidă a domeniului.

Întrebuinţarea temperaturilor joase părea să conducă la o ameliorare a randamentului şi a compactităţii aparatelor, iar proprietăţile specifice ale supraconductoarelor lăsau să se întrevadă posibilităţi de a se construi maşini avînd principii de funcţionare noi : pompe cu flux, acumulatoare de energie, maşini cu caracteristici originale, putînd modifica însăşi structura reţelelor.

Se analizează rezultatele studiilor publicate în ultimii ani în domeniul criomaşinilor şi criocablelor, conchizînd că, (deşi rezultate deosebite s-au obţinut în domeniul materialelor conductoare, izolante) nu pare posibil ca-n viitorul apropiat crioelectrotehnica să suscite o dezvoltare industrială rapidă. Spre exemplu se arată că criomaşinile par a deveni economic competitive grupurilor clasice, la puteri superioare lui 5000 MW, puteri discutabil a fi atinse în următorii 20 de ani.

Fără a formula un verdict net asupra viitorului crioelectrotehnicii, se arată că el va fi influenţat în cea mai mare măsură de dezvoltare a materialelor şi tehnologiilor.

Fl. T.

CZ 621. 313 *Maşini electrice. Generatoare. Motoare*

CZ 621.313.333.2.042.5

PRESTON, T. W. şi REECE, A.B. J. **Efecte de capăt în motoarele de inducţie, liniare.** (Transverse edge effects în linear induction motors). În : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. **116**, nr. 6, 1969, p. 973—979, 10 fig. 7 ref. bibl.

Curenţii din indusul unui motor de inducţie liniar, au forme aproximativ eliptice. Indusul are, în acest caz, o rezistivitate mai mare decît în cazul clasic, iar densitatea fluxului care străbate întrefierul se măreşte spre capetele laterale ale statorului. Acest fenomen este cunoscut sub numele de efect de capăt. În cele mai multe lucrări, efectul de capăt a fost luat în considerare numai prin folosirea unui factor de creştere a rezistivităţii.

Prezentul articol oferă o tratare mai exactă, metoda folosită ţinînd seamă de dispersia fluxului în spaţiul dintre stator, rotor şi chiar din interiorul rotorului. A fost necesară, totuşi, o oarecare aproximare în tratarea fluxului la capetele frontale ale maşinii. Au fost obţinute relaţii pentru distribuţia densităţii fluxului din întrefier şi pentru refulare, ca funcţie a curentului statoric. Măsurătorile de cîmp staţionar efectuate pe două dispozitive de inducţie liniară au arătat o co-

relație bună pentru cele două frecvențe folosite, cu excepția capetelor extreme. De asemenea, într-o încercare simulată folosind o mașină rotativă, distribuția și intensitatea cîmpului au corespuns pe întreaga gamă a alumecării (valorile calculate și cele măsurate).

Gr. C.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.61.001

MENGIN, P. și WIND, G. **Studiul dielectricilor** (Étude des diéléctriques). În: Revue Générale de l'Électricité, tom **79**, nr. 1, ian 1970, p. 63—74, 5 ref. bibl.

Se fac considerații asupra durabilității contactelor unor aparate care lucrează în diferite medii insistîndu-se asupra îmbătrînirii materialului în funcție de impuritatea gazelor din mediul unde se efectuează experiențele. Se trasează curbele de variație ale duratei de viață a pieselor în contact în funcție de impuritatea și temperatura mediului unde lucrează.

Se mai fac o serie de experimentări privind comportarea vidului ca dielectric în cazul supunerii lui unei tensiuni alternative. Tensiunea de străpungere se măsoară la presiuni reziduale de 10^{-6} torri, punîndu-se în evidență influența distanței dintre electrozi asupra mediului dielectric. Se arată care este apoi influența fasciculelor de mare energie asupra dielectricilor solizi. Se precizează că proprietățile mecanice ale materialelor se impun în fiecare caz în parte. Măsurătorile efectuate asupra unor materiale (dielectrici) noi scot în evidență caracteristicile electrice și mecanice care pot forma un punct de plecare în folosirea acestor dielectrici în diverse instalații electroenergetice.

A. C.

CZ 621.315.616.96

EHRHARD, F. și GRÜNEWALD, R. **Rășini poliesterice nesaturate în electrotehnică** (Ungesättigte Polyesterharze in der Elektrotechnik). În: ETZ—B, nr. 4, febr 1970, p. 69—71.

Lucrarea reprezintă o privire generală asupra utilizărilor rășinilor de poliester nesaturate, arătîndu-se procedeele de fabricație pentru diferite mărimi, forme și aspecte ale suprafețelor. Însușirile electrice și mecanice ale acestor rășini utilizate în special la izolanții cuprinzînd fibre de sticlă sînt redate într-un tablou. După solidificarea lor aceste rășini sînt rezistente la căldură și intemperii și nu se topesc.

Sînt descrise întîi rășinile nesaturate fără armătură, utilizate la impregnare, care pătrunzînd în alți izolanți — constituie un dielectric adițional. În privința tehnologiei la utilizarea acestor rășini se arată că ele pot fi aplicate fie la presiunea atmosferică (bobinaje de motoare, bobine de self etc.) fie sub vaccum (înfășurări la transformatoare, bare de bobinaje pentru mașini de înaltă tensiune).

Aceleași rășini sînt utilizate prin procedeul turnării la garniturile de cablu (manșoane, mufe terminale). La rășinile nesaturate, cu armătură, tehnologia prelucrării lor, arătată într-un tablou depinde de mai mulți factori: mărimea piesei de executat, numărul pieselor, aspectul suprafeței, grosimea pereților, transparența etc. Într-un grafic sînt arătate mărimile pieselor de executat (m^2), în funcție de presiunea specifică (kp/cm^2). La piesele din domeniul curenților tari joacă un rol deosebit încălzirea și rezistența față de curenții de conturnare. Sînt date apoi diferite exemple de utilizare a acestor rășini: cutii de distribuție pentru cabluri, instalații de redresare, protecții contra atingerii barelor, cofrete de racord, carcase de contoare, siguranțe, plăci pentru întreruptoare de puteri ridicate, carcase pentru transformatoare de sudură, prăjini pentru deservirea reparatoarelor, aripi de ventilație la motoare ș.a.m.d. Se arată apoi fotografia părților izolante ale unei lămpi fluorescente executate din aceste rășini. Un ultim exemplu este dat prin stîlpi executați din aceste rășini cu armătură în fibre de sticlă. În încheiere se relevă că, datorită factorului lor de pierderi foarte scăzut, aceste rășini poliesterice sînt utilizate pe scară largă și în tehnica frecvențelor înalte.

Gh. C.

CZ 621.315.611.019.3

LEBOK, F.: **Previziuni în privința duratei de viață a izolațiilor electrice în tehnica energetică.** (Lebensdauer — Aussagen für Isolierungen elektrischer Betriebsmittel der Energietechnik). În: ETZ—B, nr. 4, febr 1970, p. 63—68, 2 tab. 3 graf.

Se relatează despre posibilitățile experimentale de prezicere a duratei de viață la izolanții tehnici. Autorul nu insistă doar asupra efectelor termice, în mare măsură lămurite, ci și asupra efectelor electrice, mecanice și nucleare (radiații). Relația de echivalență a lui H. Meyer arată dacă efectul considerat în funcție de timp este univoc sau dacă se mai complică și cu alți parametri. Relația este valabilă întotdeauna dacă în izolant joacă vreun rol procese de îmbătrînire chimice, ireversibile. Există puține publicații asupra fenomenelor îmbătrînirii, dacă acestea se datoresc efectelor dinamice sau sînt de natură fizică sau structurală.

După o introducere, în care se discută cauzele transformărilor produse în materialele sintetice de natură organică și se insistă asupra necesității de a se reduce solicitările complexe (termice, electrice, mecanice etc.) la fenomene simple, se discută solicitarea termică, prezentîndu-se un tablou conținînd pentru diferiții izolanți criteriile de apreciere pentru temperaturile-limită. Urmează o discuție în jurul legii stabilite de Büssing în privința duratei de viață a izolanților în legătură cu solicitarea termică a acestora.

Trecîndu-se la îmbătrînirea izolanților din cauza solicitării lor de către tensiune, se arată că fenomenele de ionizare, care se produc în punctele de neomogenitate ale izolanților conduc treptat la distrugerea acestora. Neomogenitățile provin la rîndul lor, fie din direcția cîmpului fie din calitatea sau tehnologia așezării materialului izolant (stropire, turnare, înfășurare etc.). Datorită tensiunilor înalte alternative sau tensiunilor de șoc materialul suferă schimbări de structură ireversibile. Sînt enunțate și ilustrate prin grafica experiențelor unor cercetători europeni (Liebscher, Moser, Meyer) și pe de altă parte ale unor americani (Rhudy, Hewitt, Dakin etc.), prima grupă atribuind îmbătrînirea izolanților, ridicării tensiunii iar a doua grupă ridicării frecvenței. „Echivalența" celor două categorii de experiențe — contradictorii la prima vedere — o stabilește Meyer.

Urmează solicitările alternante mecanice și termice în funcție de timp, care prezintă importanță în special la rotoarele mașinilor și la liniile de transport a energiei electrice. Sînt rezumate aici experiențele lui Wöhler și ale lui Matting. Scăderea capacității de izolație prin transformări chimice se dovedește a fi neglijabilă în urma acestor solicitări.

În încheiere este discutată influența radiațiilor nucleare asupra izolanților, arătîndu-se într-un tablou efectele acestor radiații asupra diferiților izolanți (polietilenă, rășini epoxidice, fibre de sticlă etc.), conchizîndu-se că deocamdată lipsesc date experimentale privind efectul radiației în funcție de durată.

Gh. C.

CZ 621.315.559 : 537.312.62

MALDY, I., MARTINET, A. și MAILFERT, A. **Materiale supraconductoare.** (Les matériaux supraconducteurs). În: Revue Générale de l'Électricite, tom **78**, nr. 12, dec 1969, p. 1 155—1 172, 31 ref. bibl.

Se fac considerații asupra proprietăților supraconductoarelor de speța a doua.

Se calculează curentul critic și se trasează curbele de variație ale cîmpului în funcție de curent.

Se discută dificultățile care apar în cazul utilizării unor asemenea materiale insistîndu-se îndeosebi asupra instabilității magnetice. Se indică condițiile ce se impun în cazul utilizării materialelor supraconductoare în regim variabil. Se trec în revistă efectele de proximitate în cazul cuplajului dintre un material supraconductor și un metal oarecare sau din suprapunerea supraconductorului peste un material magnetic sau un dielectric.

Se scot în evidență principiile de bază ale acestor efecte și se deduce temperatura critică pentru diferite ansambluri bimetale.

A. C.

Pentru funcţionarea materialelor supraconductoare în regim variabil se precizează structura legilor care acţionează şi se descrie profilul unui supraconductor de speţa a doua supus inducţiei magnetice. Relaţiile deduse încadrează şi precizează fenomenele care au loc în regim variabil izoterm. Se trasează curba de variaţie a cîmpului de inducţie în funcţie de caracteristicile materialului supraconductor şi se indică posibilităţile de folosire în instalaţiile electrotehnice a unor asemenea materiale.

A. C.

CZ 621.315.621.015.52 : 621.316.619

ASTLE-FLETCHER, M. W. **Propunere pentru prevenirea deteriorării izolatoarelor de înaltă tensiune din răşini, de către descărcările electrice superficiale** (Proposal for preventing demage to highvoltage plastics insulators by surface electrical discharges). În : Proc. I.E.E. vol. **117**, nr. 1, 1970, p. 182—183.

Este cunoscut fenomenul prin care depunerile de pe un izolator în funcţiune în zone cu poluţie ridicată, favorizează apariţia unor descărcări superficiale care la o durată îndelungată şi prin modificările structurii materialului, provoacă conturnări sau străpungeri.

Se prezintă o serie de experimentări făcute pe un izolator construit dintr-o răşină bisfenolică şi expus într-o instalaţie de contaminare „salt-fog", care a permis înregistrarea variaţiei curentului de descărcare funcţie de timp şi concentraţia soluţiei.

Experimentările au scos în evidenţă că deteriorările cele mai puternice le-au produs descărcările a căror valoare n-a depăşit 5 mA. S-au înregistrat curenţi critici în zona 200—2 000 μA, care menţionaţi pe obiectul de încercare, conduc la distrugerea acestuia ; tratarea izolatorului cu o glazură semiconductoare a îmbunătăţit funcţionarea. Verificările s-au făcut pe un izolator utilizat de căile ferate engleze la 25 kV.

Fl. T.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.784.029.6 : 621.318

BARLOW, H. M. şi WIZNER, W. W. **Watmetru electrostatic pentru domeniul microundelor.** (Microwave electrostatic wattmeter). În : Proc. I.E.E., vol. **117**, nr. 1, 1970, p. 249—254, 7 fig. 31 rel., 9 ref. bibl.

O nouă aplicaţie a electrostaticii îşi găseşte utilitate în domeniul măsurării în microunde.

Se prezintă un instrument, bazat pe construcţiile clasice de watmetre electrostatice care permite măsurarea corectă a puterii la orice sarcină şi indiferent de factorul de putere din circuit. Este ştiut că pentru acele regimuri cu cos φ puternic reactiv, celelalte aparate de măsură creează dificultăţi deosebite în stabilirea cu exactitate a corecţiilor pentru determinarea corectă a puterii.

Cuplul motor depinde de forţele create de cele două componente (electrice şi magnetice), ale cîmpului ce transportă puterea. Sînt descrise formulele de bază, circuitele de măsurare propuse ca şi rezultatele experimentale. Aparatul oferă o precizie de ordinul a ± 2% cînd măsoară puteri de ordinul a 100 W şi poate fi calibrat în valori absolute.

Fl. T.

CZ 621.313.43

RUNTAL P. F. şi alţii. **Bloeuri de comandă pentru tiristoare.** (Bloki upravleniia tiristoramii). In : Culegerea de articole „Tehniceskiie sredstva i sistemî avtomatiki", Vîpusk 10, 1969, p. 49—65, 10 fig. 1 ref. bibl.

Autorii au proiectat şi experimentat trei circuite distincte pentru comanda tiristoarelor. Primul grup de scheme foloseşte ca circuit de bază un generator de relaxare al cărui element principal este un tiristor. Al doilea grup de scheme, care înglobează două variante distincte, foloseşte ca circuit de bază un monostabil. Schema-bloc a ce lui de-al doilea grup de circuite cuprinde, în ordine, următoar ele etaje : formator de impulsuri de amorsare (de tact), circuit monostabil (de o concepţie originală), repetor pe emitor şi un formator de impulsuri cu etaj final pentru atacul porţii tiristoarelor.

Peste jumătate din materialul lucrării este consacrat unui studiu aprofundat şi multilateral al coeficienţilor de transfer ai blocurilor de comandă studiate, o atenţie deosebită fiind acordată problemelor legate de existenţa în lanţul de comandă a circuitului monostabil. Ca rezultat direct al investigaţiilor efectuate, este prezentată caracteristica statică a blocurilor de comandă studiate $\alpha = f(U_{\text{intrare}})$ pentru ambele grupuri de scheme. Caracteristica statică a blocului de comandă care foloseşte ca circuit de bază generatorul de relaxare cu un tiristor este vizibil, neliniară, fiind deosebit de sensibilă la valori mici ale semnalului de intrare, iar la valori mari ale acestui semnal blocul este practic insensibil. O caracteristică statică similară posedă şi una dintre variantele blocului de comandă care foloseşte ca circuit de bază un monostabil. Caracteristica statică a celeilalte variante de bloc de comandă cu circuit monostabil este practic liniară. Enumerînd la sfîrşitul lucrării problemele care nu au fost atinse în timpul investigaţiilor efectuate, autorii recomandă, ca o concluzie firească, continuarea experimentărilor multilaterale pentru elucidarea problemelor legate de diverse variante de blocuri de comandă pentru tiristoare existente în prezent. Ar fi indicat, după părerea autorilor, să se acorde prioritate unor astfel de probleme cum ar fi influenţa diverşilor factori asupra coeficienţilor de transfer ai blocurilor studiate într-o strînsă interdependenţă cu problemele stabilităţii şi fiabilităţii acestor circuite de comandă.

A. S.

CZ 62—5: 621.315.592.001.5

GOROHOV, V. A. şi alţii. **Proiectarea circuitelor de comandă cu tristoare pentru dispozitive de acţionare.** (Postroeniie tiristornîh shem upravleniia ispolnitelnîmii ustroistovamii). In : Elektrotehnika (URSS), nr. 12, 1969, p. 8—10, fig. 3, 3 ref. bibl.

Articolul este consacrat examinării minuţioase şi multilaterale a perspectivei folosirii tiristoarelor bi-operaţionale sau GTO („gate turn off", adică „cu blocare pe poartă") în rezolvarea problemelor legate de miniaturizarea circuitelor de comandă pentru dispozitivele de acţionare (relee, motoare etc.). În prima parte a articolului se relevă cîteva din particularităţile de bază ale tiristoarelor bi-operaţionale (GTO), unele din ele constituind însă piedici în realizarea multor scheme a căror utilitate practică este evidentă. Astfel, se arată că pentru a bloca pe poartă un tiristor bi-operaţional (GTO) care are un curent nominal de sarcină de 2A şi operează la o tensiune anodică de 300 V, este necesar un impuls de comandă de aproximativ 0,6—0,7 A (la o tensiune de 35—40 V) timp de 20—25 μs.

În continuare se analizează 2 scheme simple de relee realizate cu tiristoare bi-operaţionale (GTO), ambele folosind şi cîte un tiristor auxiliar mono-operaţional, care nu permite blocarea pe poartă. În primul din aceste circuite, sarcina este plasată în catod, iar în al doilea în anod. O altă schemă discutată este cea a unui amplificator — invertor cu un tirostor bioperaţional (GTO), 1 tiristor auxiliar mono-operaţional şi 3 diode. Sînt reproduse la scară oscilogramele tensiunilor de intrare şi ieşire ale schemei. Coeficientul de amplificare în putere a schemei este de 150, iar în tensiune — de aproximativ 10.

Ultima dintre schemele prezentate în lucrare este cea a unui amplificator — repetor de semnale de impuls de durată dată. Schema este deosebit de simplă şi are performanţe satisfăcătoare. Astfel, coeficientul de amplificare în putere al schemei este de 750, iar coeficientul de amplificare în tensiune este de aproximativ 10.

În încheierea lucrării, autorii enumeră cîteva din proprietăţile de bază (generale) ale circuitelor experimentate, la a căror proiectare s-au utilizat tiristoare bi-operaţionale (GTO). Se specifică avantajele folosirii tiristoarelor bi-operaţionale în circuitele de comandă pentru dispozitive de acţionare.

A. S.

CRONICĂ

Prima ediție a Tîrgului internațional București

Inaugurarea primei ediții a Tîrgului internațional București, care va avea loc în toamna acestui an, reprezintă un eveniment de o imoprtanță deosebită în viața economică și comercială a țării noastre.

Această manifestare organizată și găzduită de țara noastră între 13 și 24 octombrie a.c. este o dovadă a gradului de maturitate economică pe care l-a atins România socialistă, ca urmare a politicii de industrializare și modernizare duse de Partidul și guvernul nostru. Datorită acestui fapt, prețuirea pe care o găsește țara noastră ca parteneră comercială și atracția pe care o exercită piața românească pentru firmele din străinătate sînt din ce în ce mai mari.

Dacă la aceasta se adaugă prezența tot mai activă a României la tîrgurile internaționale, precum și organizarea în București, a unui mare număr de expoziții industriale străine, naționale cît și cu caracter individual organizarea unui tîrg internațional la București va contribui la o mai largă cunoaștere a ofertei comerciale românești în domeniile industriale care focmează profilul tîrgului.

Prin participarea, anunțată pînă în prezent, a 26 de țări și peste 60 de firme se confirmă încă o dată interesul deosebit pe care l-a stîrnit acest tîrg în rîndul cercurilor internaționale de afaceri.

Profilul primei ediții a Tîrgului internațional București este determinat de puternica desvoltare a ramurei — cheie, a economiei românești — industria constructoare de mașini

Suprafața totală de expunere care se amenajează este de aproape 80 000².

Un loc de frunte, atît ca desfășurare, cît și ca varietate de expunere, îl vor ocupa țările socialiste (România, Uniunea Sovietică, R. D. Germană, Cehoslovacia, Polonia, Ungaria, Bulgaria, Iugoslavia și Albania), ale căror pavilioane vor totaliza o suprafață de 22 390 m².

Dintre țările occidentale vor participa cu expoziții colective un număr de 18 țări dintre care amintim cîteva în ordinea mărimii suprafeței de expunere : R.F. a Germaniei, S.U.A., Austria, Italia, Anglia etc.

România în calitate de țară gazdă, va dispune de un spațiu de 20 % din întreaga suprafață a expoziției. Exponatele întreprinderilor de comerț exterior, Mașinexport, Industrialexport, Electronum, Autotractor, Mecanoexport, Uzinexport, Tehnoimport și Metalimport, vor oglindi gradul înalt de dezvoltare al industriei românești constructoare de mașini, potențialul tehnic ridicat precum și sfera sa largă de export. Prezentate, în stare de funcțiune și în ansambluri tehnologice, exponatele vor fi armonios completate de machetele unor instalații complexe.

Principalele grupe de mașini care vor fi cuprinse în profilul primei ediții a Tîrgului internațional București sînt următoarele :

— mașini unelte pentru prelucrarea metalelor printre care mașini automatizate de mare productivitate precum și operațiuni speciale, aparate și dispozitive de defectoscopie, utilaje pentru industria de rulmenți ;

— aparate și accesorii pentru sudură ;

— mașini pentru prelucrarea lemnului printre care instalații pentru fabricarea plăcilor aglomerate, plăcilor fibrolemnoase, mașini pentru fabricarea mobilei, finisarea și înobilarea derivatelor din lemn ;

— utilaje mecanice speciale — pompe și compresoare ;

— echipamente, instalații și materiale pentru producția și transportul de energie electrică din care : aparataje de înaltă tensiune, mașini speciale pentru industria electrotehnică, transformatoare, condensatoare, aparataje de joasă tensiune, aparate de măsură electrice, generatoare de înaltă și joasă frecvență, echipamente pentru centrale nucleare electrice și instalații pentru apă grea ;

— utilaje, instalații și alte produse pentru telecomunicații și industria electronică ;

— echipamente și aparate electrice de comandă și automatizare între care linii tehnologice pentru industria radiotehnică și electronică, utilaje, instalații și aparate pentru căi ferate și centrale electronice de calcul, instalații electronice și electromecanice de calculat ;

— mașini și utilaje pentru industria textilă și de tricotaje ;

— echipamente, instalații și alte articole electrice și electronice pentru cercetare, măsură și control dintre care reactoare și laboratoare pentru cercetări nucleare, aparate Röntgen și alte aparate electrice și electronice nucleare ;

— mașini și utilaje pentru manutanțiune.

Organizatorii tîrgului au creat condițiile necesare ca prima ediție a Tîrgului Internațional București, să se înscrie cu succes în rîndul manifestărilor menite să contribuie la extinderea și intensificarea schimburilor comerciale și cooperării economice internaționale pe baza relațiilor reciproc avantajoase cu toate statele.

Ing. *M. Constantin*

CONTENTS

DC 538.122 : 621.3.082.74

Daba, D. : **Concerning the expression of the superficial forces exerced by the electromagnetic field in fluid media by a limit process.**
Electrotehnica **18**, nr. 8, august 1970, p. 273–275

One deduces the expression of the superficial force exerced by time in the fluid media polarizable linearly and isotropically, non charged and not run by currents, without resorting to tensorial considerations. A known limit passage process is used to this end. A new, equivalent expression is deduced for the same force.

DC 621.313.32.044.32 : 621.314.63–523

Măgureanu, R. : **The characteristics of synchronous machines with sunken poles fed from a self-controlled tiristorised undulator. The working at a constant internal angle.**
Electrotehnica **18**, nr. 8, august 1970, p. 276–284

The working is studied of a synchronous machine with sunken poles fed from an undulator with tiristor controlled by a rotoric position transducer (an electronic switch). In the hypothesis of taking into consideration only the fundamental harmonic of the feeding voltage, the only one to produce a synchronous couple, a new possible working regime of the synchronous machine at constant internal angle and variable number of rotations is remarked.

DC 621.314.2 : 621.315.615.2

Ciubotaru, T., Bărcănescu, V., and *Repeteanu, F.* : **Catalysis phenomena in oil power transformers.**
Electrotehnica **18**, nr. 8, 1970, p. 285–288

In the power transformers, the oil oxidation process can be influenced by the presence of the metals used in the construction of the apparatus. Among all the currently used metals, only copper exerts a strong catalytic action. By covering with paper the copper conductors, the catalysis effect is reduced. The catalysis effect due to the presence of copper can be annuled by enamelling with formal polyvinyl.

DC 621.316.57.064.31 : 621.315.1

Sasu Mimi : **The analogical modelling of a synthetic circuit which simulates the kilometric defect and the establishment of the maximum strain aren of the switch tested.**
Electrotehnica **18**, nr. 8, august 1970, p. 289–295

The analogical modelling of the Weil-Dobke diagram with insertion in the high-tension circuit of a kilometric-defect artificial line is presented. After a brief introduction in which the importance of the problem is stressed, the Weil-Dobke diagram is given in a variant which simulates the kilometric defect. The modelling diagrams corresponding to the testing diagram before and after disconnection are then presented.

DC 621.317.43.017.3 : 621.3.083.4

Szabo, W. : **A bridge with current comparator for measuring the magnetic losses.**
Electrotehnica **18**, nr. 8, august 1970, p. 295–300

The description is given of a bridge diagram for magnetic measurements based on the use of a current comparator, which presents a series of advantages as compared with the classical diagrams (Maxwell-Wien, Hay, Owen etc.). The errors and sensibility of the bridge with comparator are analysed. The results of the experimental tests are given in conclusion.

DC 621.34.016.352 : 621.319.4

Marga, G. : **Improving the static and dynamic stability of the electric shaft by introducing the condensers in the circuits of the auxiliary machine stators.**
Electrotehnica **18**, nr. 8, august 1970, p. 301–308

The influence of the elasticity coefficient of auxiliary machines on the behaviour of the electric shaft is analysed and it is pointed out that the introduction of condensers in the circuits of the stators of auxiliary machines allows to increase the elasticity coefficient hence the charging capacity of the electric shaft. The optimum value of the capacity of these condensers is shown.

ACHIEVEMENTS IN THE INDUSTRY

DC 621.313.3–82.002 (498)

Opaschi, M.: **Achievements and prospects in the field of hydrogenerator construction.**
Electrotehnica **18**, nr. 8 aug. 1970, p. 308–315

BOOK REVIEW 315–316
REPORTS 316–319
CHRONICLE 320

SOMMAIRE

CD 538.122 : 621.3.082.74

Daba, D. : **En ce qui concerne la manière d'exprimer les forces superficielles exercées par le champ électromagnetique dans des milieux fluides, à l'aide d'un procédé limite.**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970 p. 273–275

On déduit l'expression de la force superficielle exercée par le champ dans les milieux fluides polarisables linéairement et parisotropie, non-chargés et non-parcourus par des courants. sans faire appel aux considérations tensorielles. On utilise à cet effet un procédé connu de passage à la limite. Pour la même force on déduit une nouvelle expression, équivalente.

CD 621.313.32.044.32 : 621.314.63–523

Măgureanu, R. : **Les caractéristiques de la machine synchrone à pôles immerses, alimentée à partir d'un onduleur à thyristors autocommandé. Le fonctionnement à angle interne constant**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970, p. 276–284

On étudie le fonctionnement d'une machine synchrone à pôles immersés, alimentée à partir d'un onduleur à thyristors, commandé par un traducteur rotorique de position (un commutateur électronique). Dans l'hypothèse que l'on considère une seule harmonique fondamentale de la tension d'alimentation, la seule qui produit un couple synchrone, on remarque un nouveau régime possible pour le fonctionnement de la machine synchrone, à angle interne constant et à nombre de tours variable.

CD 621.314.2 : 621.315.616.2

Ciubotaru, T., Bărcănescu, V. et *Repeteanu, F.* : **Phénomènes de catalyse dans les transformateurs de puissance en huile.**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970, p. 285–288

Dans les transformateurs de puissance, le processus d'oxydation de l huile peut être influencé par la présence des métaux utilisés à la construction de l'appareil. Parmi tous les métaux utilisés couramment, seul le cuivre a une puissante action catalytique. L'effet de catalyse est réduit par le recouvrement des conducteurs en cuivre avec du papier. L'effet de catalyse dû à la présence du cuivre peut être annulé si l'on emploie un émail à base de polyvinyle formel.

CD 621.316.57.064.31 : 621.315.1

Sasu Mimi : **Le modelage analogique d'un schéma synthétique qui simule le défaut kilométrique et l'établissement de la zone de sollicitation maxima de l'interrupteur essayé.**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970, p. 289–295

On présente le modelage analogique du schéma Weil-Dobke à insertion dans le circuit de haute tension d'une ligne artificielle de défaut kilométrique. Après une courte introduction dans laquelle on montre l'importance du problème, on présente le schéma Weil-Dobke en une variante qui simule le défaut kilométrique. On présente ensuite les schémas de modelage qui correspondent au schéma d'essai, avant et après déconnexion.

CD 621.317.43.017.3 : 621.3.083.4

Szabo, W. : **Pont de mesure à comparateur de courant pour le mesurage des pertes magnétiques.**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970, p. 295–300

On décrit un schéma de pont de mesure pour des mesurages magnétiques, basé sur l'utilisation d'un comparateur de courant, qui présente une série d'avantages en comparaison avec les schémas classiques (Maxwell – Wien, Hay, Owen etc.). On analyse les erreurs et la sensibilité du pont de mesure à comparateur. A la fin de l'article on donne les résultats des essais expérimentaux.

CD 621.34.016.352 : 621.319.4

Marga, G. : **L'amélioration de la stabilité statique et dynamique de l'axe électrique par l'introduction des condenseurs dans le circuit des stateurs des machines auxiliaires.**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970, p. 301–308

On analyse l'influence du coefficient d'élasticité des machines auxiliaires sur le comportement de l'axe électrique et on démontre que l'introduction de condenseurs dans les circuits des stateurs des machines auxiliaires permet d'accroitre le coefficient d'élasticité et, par conséquent, la capacité de charge de l'axe électrique. On indique la valeur optima de la capacité de ces condenseurs.

RÉALISATION DANS L'INDUSTRIE

CD 621.313.3–82.002 (498)

Oparchi M.: **Réalisations et perspectives dans le domaine de la construction de hydrogénérateurs.**
Electrotehnica **18**, no. 8, août 1970, p. 308–315

COMPTES–RENDUS 315–316
RÉFÉRATS 316–319
CHRONIQUE 302

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.311 CENTRALE ELECTRICE. INSTALAȚII DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICĂ

CZ 621.311.1.027.7 : 621.316.933

Albrecht, G., Sakszt, W. și *Sarbach, E.* **Protecție cu paratrăsnete în rețelele de tensiune foarte înaltă.** In : Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 4, apr 1970, p. 212—217, 7 fig., 1 tabl. 14 ref. bibl.

CZ 621.311.4.027.838.048 + 621.315.027.838.048

Buter, J. **Experiențe în exploatarea la dimensionarea izolărilor în rețeaua germană de 380 kV.** In : Elektrotech. Z (ETZ—A) **91**, nr. 4, apr 1970, p. 202—205, 5 fig., 2 tabl. 5 ref. bibl.

CZ 621.311.8.024 : 621.316.722.1.077.65

Nägler, R. J. **Alimentarea fără discontinuitate cu generatoare continue.** În : Elektrotech. Z (ETZ-B) **22**, nr. 5 mai 1970, p. 96—97, 3 fig. 3 ref. bibl.

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.027.3.048

Schuler, R. **Sisteme de izolare pentru mașinile electrice de înaltă tensiune.** In : Rev. Brown Boveri **57**, nr. 1, 1970, p. 15—25, 13 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.313.045.13

Marti, P. și *Schuler, R.* **Confecționarea și încercările făcute asupra barelor Roebel.** In : Rev. Brown-Boveri **57**, nr. 1, 1970, p. 25—31, 10 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.32.045.13

Neidhöfer, G. **Înfășurări cu bare Roebel pentru mașini sincrone mari.** Rev. Brown Boveri **57**, nr. 1, 1970 p. 4—15, 14 fig. 15 ref. bibl.

CZ 621.313.32 : 621.316.722

Dudler, A. **Reglarea tensiunii alternatoarelor sincrone cu regulatoare unitrol.** In : Rev. Brown Boveri **57**, nr. 1, 1970, p. 41—49, 6 fig. 3 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.57—523.8 : 621.382

Rambold, K Woytalla, P. **Seturi de control compacte pentru comanda tiristoarelor.** In : Siemens-Z. **44**, nr. 3, mai 1970, p. 129—132, 4 fig. 1 ref. bibl.

CZ 621.314.63 : 621.062.1

Mauersberger, Ch. **Asupra conexiunii în paralel a tiristoarelor și dispunerea elementelor pentru o distribuție a curentului.** In : Elektr. **24** nr. 3 mai 1970, p. 91—93, 9 fig. 4 ref. bibl.

CZ 621.314.632

Krause, J. **Convertoare de curent cu tiristoare în conversiune invers paralelă fără curent circular.** In : Elektrie **24**, nr. 3 mai 1970, p. 93—95, 3 fig. 14 ref. bibl.

CZ 621.315. TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII.

CZ 621.315.611.019.3

Lebok, F. **Durata de viață posibilă a izolanților echipamentelor electrice în domeniul energiei.** In : Elektrotech. Z (ERZ-B) **22**, nr. 4, 20 publ. 1970, p. 63—68, 3 fig. 2 tabl. 20 ref. bibl.

CZ 621.315.614.61.015.51

Pohl, W. **Metode matematice și statistice în încercările pentru controlul și recepția la tensiunea maximă admisibilă a pertinaxului.** In : Elektrie, **24**, nr. 3 mar 1970, p. 76—78, 3 fig. 1 tabl.

CZ 621.315.616.96

Ehrhard, F. și *Grünewald, M.* **Rășinile poliesterice nesaturate în electrotehnică.** In : Elektrotech. Z (ETZ-B) **22**, nr. 4, 20 feb 1970, p. 69—71, 5 fig., 2 tabl. 2 ref. bibl.

CZ 621.305.616.96

Henning, J. și *Häuser, F.* **Instalații pentru prelucrarea rășinilor turnate.** In : Elektrotech. Z (ETZ-B) **22**, nr. 4, 20 feb 1970, p. 80—83, 5 fig. 6 ref. bibl.

CZ 621.315.616.96 : 621.313.048

Saure, M. **Rășini pentru instilație, prezentînd o rezistență crescută la efectele mecanice, termice și chimice.** In : Elektrotech. Z (ETZ-B) **22**, nr. 4, 20 feb 1970, p. 71—75, 5 fig. 4 tabl. 14 ref. bibl.

CZ 621.315.616.96.049.7

Hlise, W., Kiechbaum, K. și *Saure, M.* **Studii și progrese în domeniul elementelor de construcții din plastic.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 3 mar 1970, p. 141—145, 10 fig. 2 tabl. 19 ref. bibl.

CZ 621.315.623.7

Bay, H. H., Schliesing, H și *Suiter, H.* **Izolatori drepți, rigizi în instalațiile de înaltă tensiune din aer liber.** In : Elektrotech. Z (ETZ-B) **22**, nr. 6, 20 mar 1970, p. 120—123, 7 fig. 6 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.37 : 621.315.616.9.048

Brückner, P. **Aparataje de poștă, izolate cu materiale sintetice.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 3 mar 1970, p. 155—159, 5 fig. 11 ref. bibl.

CZ 621.316.5—213.44 : 621.315.616.9.04—213—44.

Barbian, R. **Elemente din masă plastică pentru echipamentele electrice antideflagrante.** In : Elektrotech. Z (ETZ-B), **22**, nr. 4, 20 feb 1970, p. 76—79, 6 fig. 2 tabl. 1 ref. bibl.

CZ 621.316.933.1.015.51

Heilbronner, F. **Fotografierea perforației unui eclator cu sfere supus la o supratensiune de trăsnet normal.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A), **91**, nr. 3, mar 1970, p. 180—182, 5 fig., 1 tabl., 6 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.027.3

Fischer, A. **Metode de măsură și control pentru tensiunile foarte ridicate.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 4, apr 1970, p. 230—234, 3 fig. 48 ref. bibl.

CZ 621.317.7.08.7.61

Knöller, Ph. M. **Nouă gamă de înregistratoare rapide cu două, patru, șase și opt canale de măsură.** In : Siemens Z. **44**, nr. 4 apr 1970, p. 210—212, 5 fig.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.12.0278 :621.316.14.027.8.003.12

Heyner, G., Schneider, H. și *Schrandolph, M.* **Puncte de vedere tehnice și economice asupra transportului de înaltă tensiune în curent continuu, cu utilizarea ondulatoarelor cu semiconductoare.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**. nr. 2, feb 1970, p. 94—98, 3 fig., 1 tabl.

CZ 621.316.3 :621.315.146

Dürschner, R., Hemmeter, E. **Instalații de conectare de construcție tubulară pentru 220 pînă la 400 kV.** In : Siemens Z. **44**, nr. 1, 1970 p. 15—20, 10 fig., 3 tabl., 11 ref. bibl.

CZ 621.316.542.014.3)

Burkhard, G. **Asupra relației între durata de persistență și migrarea arcurilor de comutare și mecanismul lor catodic.** In : Elektrie **24**, nr. 1, 1970, p. 1—4, 8 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.316.57.014.334.064

Canay M. și *Werren, L.* **Contribuție asupra problemei curenților bruși de scurtcircuit asimetric fără trecerea prin zero.** In : Brown Boveri, **56**, nr. 10, 1969 p. 484—494, 8 fig., 2 tabl., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.9

Carjell, U. **Un model pentru demonstrarea măsurilor de protecție adiționale după VDE, 0100.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **22**, nr, 2, 23 ian 1970, p. 26—29, 10 fig., 1 tabl.

CZ 621.316.933.1 :621.317.329

Wenzel, P. **Calculul aproximativ a cîmpului de eclatare cu bule și aplicațiile sale pentru determinarea deplasării purtătorilor de sarcină.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **90**, nr. **22**, 24 oct 1969, p. 559—563, 7 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621. 317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317.92

Loos, H. **Gaussmetru G.M.M.1 pentru măsurarea precisă a cîmpurilor magnetice.** In : Siemens Z. nr. 2, 1970, p. 90—93, 6 fig.

CZ 621.317.42 :669.14

Risch, R. **Un aparat pentru măsurarea permeabilității magnetice a oțelurilor masive.** In : Rev. Brown Boveri, **56**, nr. 7, 1969, p. 336—341, 4 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.61 :621.314.63

Mauersberger, Ch. **Măsurători pentru evaluarea comportării dinamice a tiristoarelor.** In : Elektrie **23**, nr. 11, 1969, p. 478—479, 9 fig., 4 ref. bibl.

CZ 681.3 CALCULATOARE ELECTRONICE

CZ 618.3.005 :621.311.22.621.039

Graf, G.; Zankl, A. **Instalarea unui calculator de procese într-o centrală termică** In : Siemens Z, **44**, nr. 1, 1970, p. 8—15.

CZ 681.327 :6'13 :621.3.029.64 :656.222 :681.3

Götz, H. **Sistem cu microunde pentru citirea automată a numerelor vagoanelor de marfă.** In : Siemens Z, **44**, nr. 2, 1970, p. 55—60, 8 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.9—503.55.

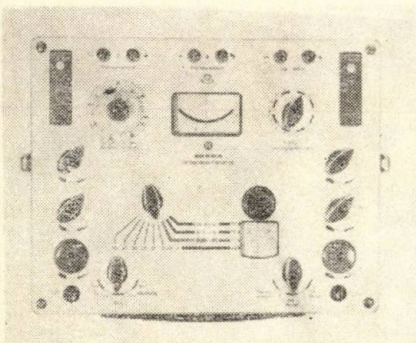
Meyer, J., Sautler, G. **Sinumerik cu adaptarea pentru mașini-unelte** In : Siemens Z. **43** nr. 12, 1969, p. 949—955, 9 fig.

Thermo-kompensator

Avantaj : Citirea în °C pentru termoelementele Fe—Konst., Ni Cr — Ni și PtRh—Pt.
Nu este necesară o recalculare deoarece temperatura se citește direct.

Alte avantaje :

1. Independența de rețea.
2. Corectarea electrică a temperaturii punctelor de comparație.
3. Utilizare și pentru stabilizarea tensiunii.
4. Posibilitatea de comparație a două termoelemente.

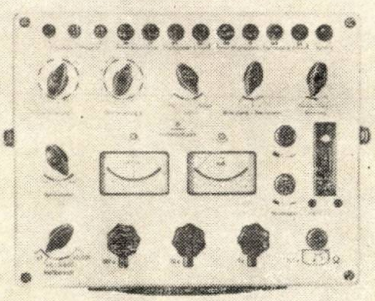


Produse de calitate de la
NORMA
Fabrik elektrischer Messgeräte
Gesellschaft m.b.H.
A — 1111 Wien, Postfach 88
Fickeysstrasse 1—11

N
NORMA

Thermobrücke

Dispozitiv de măsură pentru examinarea termometrelor cu rezistență și instrumentelor cu bobine încrucișate ale conexiunii de reglaj și înregistrare cu două sau trei conductoare.



CONTACTOARE

ÎNTRERUPĂTOARE AUTOMATE

ELECTROAPARATAJ

BUCUREȘTI
B-DUL MARELUI STADION 3
TELEFON 35.04.00
35.43.73

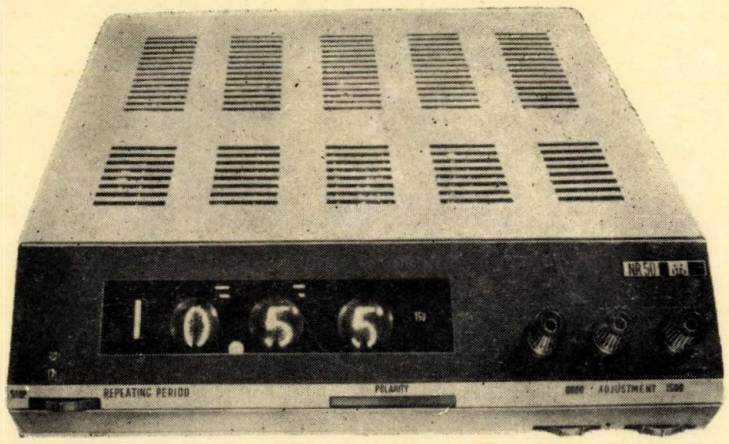
APARATAJ DE INSTALAȚII

ECHIPAMENTE ELECTRICE

SÎNTEȚI ÎN AVANS FOLOSIND NR

Milivoltmetru digital NR 30
Domenii: 119,99 mV — 1,1999 V — 11,999 V — 119,99 V
Subdomenii: 10 μV — 100 μV — 1 mV — 10 mV
Precizie: ± 0,05% pe domenii
Impedanța de intrare: 10 MΩ/V
Timpul de conversie: mai mic de 50 ms

Milivoltmetru digital NR 50
Domenii: 150 mV — 1,5 kV
1,5 μA — 15 A c.c.
Subdomenii: 100 μV
1 μA
Precizie: 0,15% pe domeniu
Impedanța de intrare: 1 MΩ/V



Instrumentele digitale NR sînt concepute pentru a fi utilizate în laboratoare, la încercări și verificări în magazine și în alte locuri cînd se cere o măsurare rapidă, precisă și ușor de manevrat.

KOVO ÎNTREPRINDERE PENTRU COMERȚUL EXTERIOR
ELECTRONICĂ
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA - CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel: 380

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 • TELEFON 31.41.00

1970 NOV 1 21

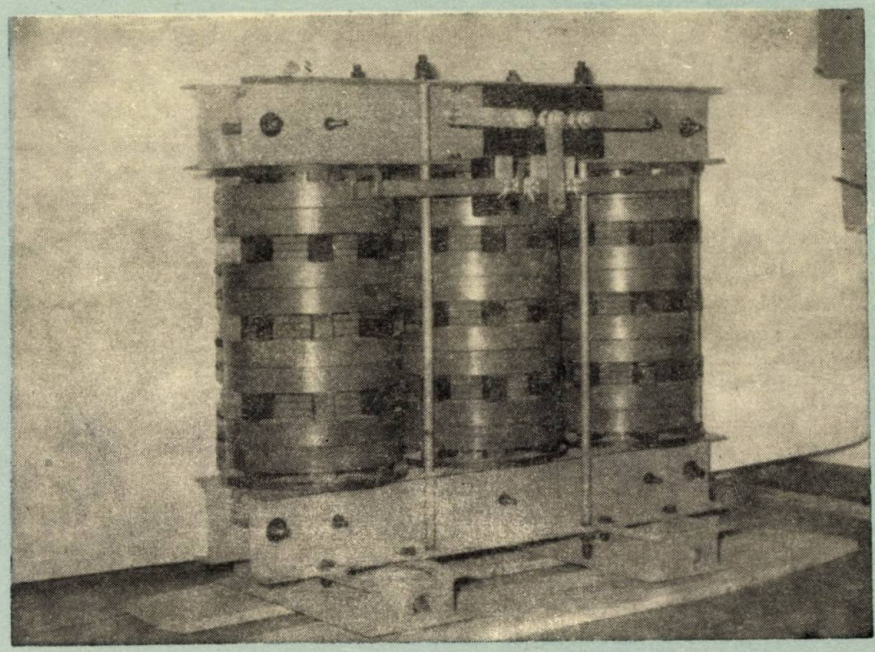
Электротехнический Научно — исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs- und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotehnique

ICPE



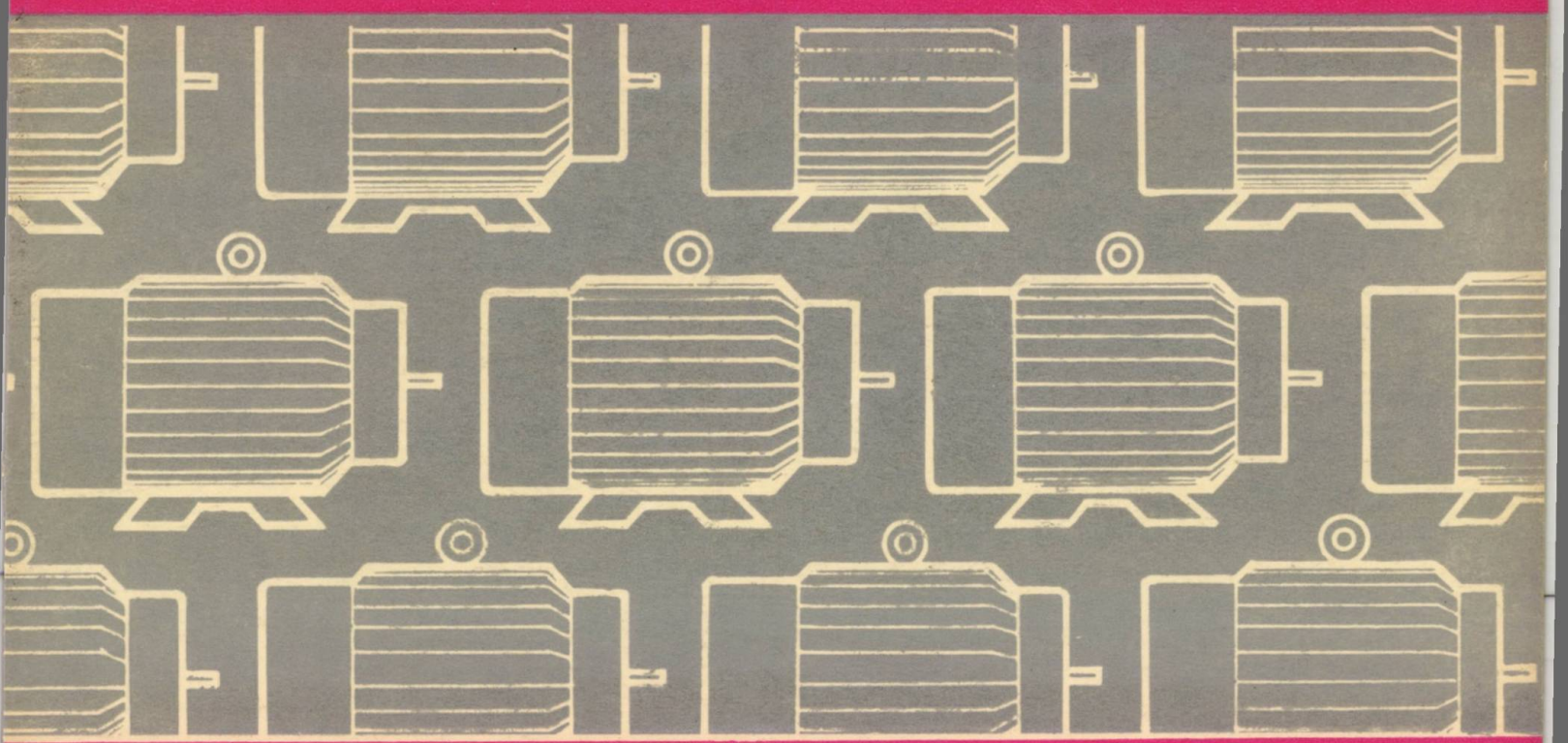
Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi inaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

9-04-001

ELECTROTEHNICA



9

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 9 • SEPTEMBRIE 1970

IPRS

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● SECTOR 2
TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

Băneasa

Vizitați-ne la:

TIRGUL INTERNAȚIONAL BUCUREȘTI

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvență
- — de mică putere
- — de medie putere
- — de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvență
- — de mică putere
- — drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

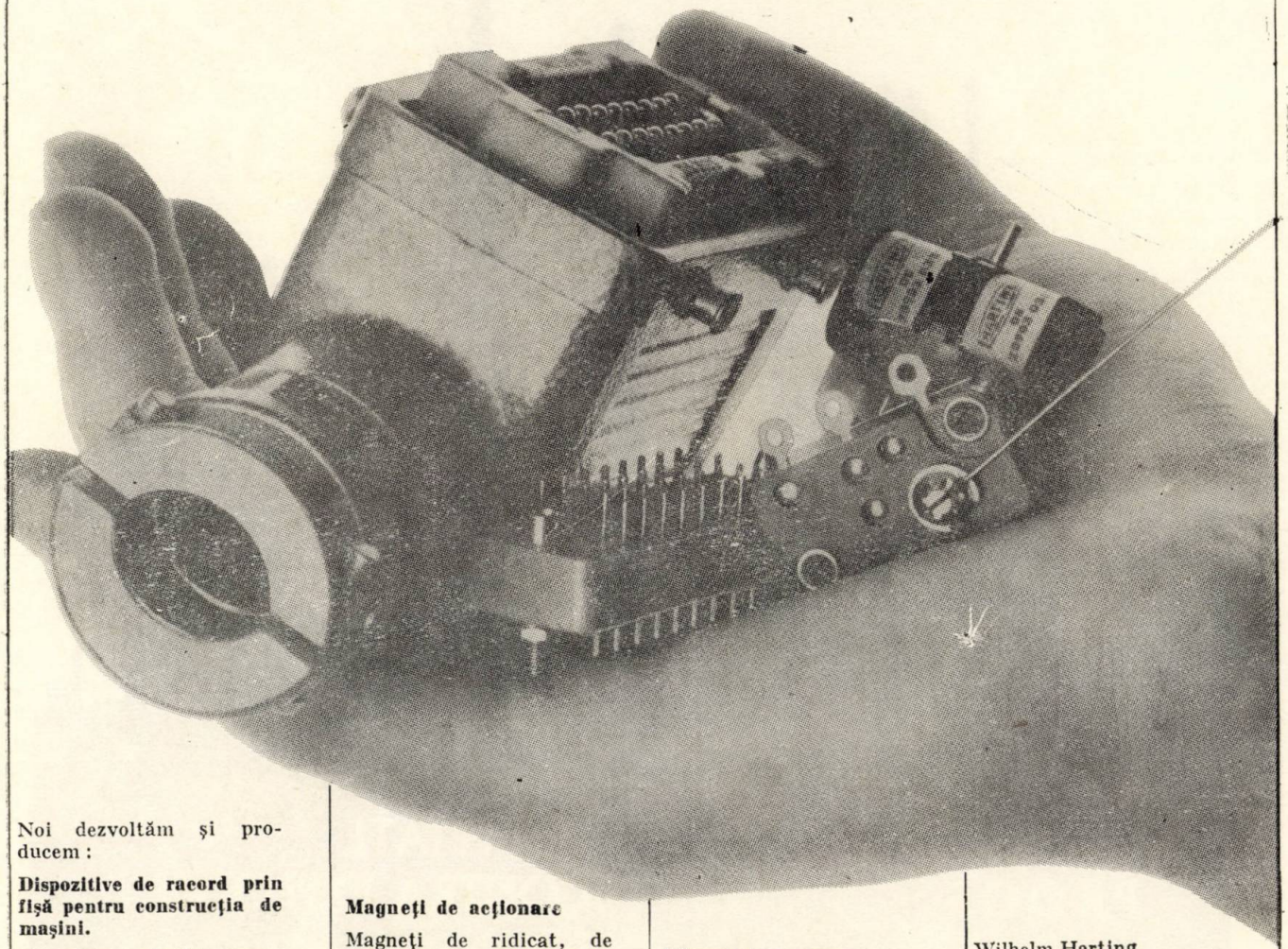
I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare și un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREȘTI ● SECTORUL 2

E 2040

MAGYAR KERESKEDELMI ÉS IPARKAMARA

Fiecare piesă din vastul nostru program de fabricaţie a elementelor electrice vă dă ceea ce aşteptaţi (chiar şi în cele mai grele condiţiuni).



Noi dezvoltăm şi producem :

Dispozitive de racord prin fişă pentru construcţia de maşini.

Capsulate în fontă, etanşe cu 6 pînă la 48 de poli. 125, 380 şi 500 Volţi. Grupa de izolaţie C după VDE 0110 şi 0620. 10, 15, 25 şi 35 A. În general : *pentru serviciu greu.*

Dispozitive de racord prin fişă pentru electronică.

Pentru tehnica miniaturizată şi mini miniaturizată. Pentru tehnica circuitelor imprimate. Pentru tehnica sertarelor şi cu racorduri fără lipire. Numărul de poli după necesitate. *Cu verificări MIL.*

Magneţi de acţionare

Magneţi de ridicat, de rotire (fără cursă axială), magneţi polarizaţi (cu reţinere fără curent în poziţie finală), magneţi mici şi miniatură, agregate magnetice *pentru prelucrarea de date, tehnica fină şi construcţia de maşini.*

Micro-întreruptoare

Întreruptoare momentane pentru forţe mici de acţionare, mare putere de rupere, o caracteristică definită de întrerupere, întreruptoare de fine de cursă, adaptabile *pentru semnalizatoare cu fir, controlul monedelor, întreruptoare de comandă etc.*

Vă sfătuim cu plăcere în problemele dv. Cereţi-ne prospecte, informaţii tehnice sau vizitaţi-ne.

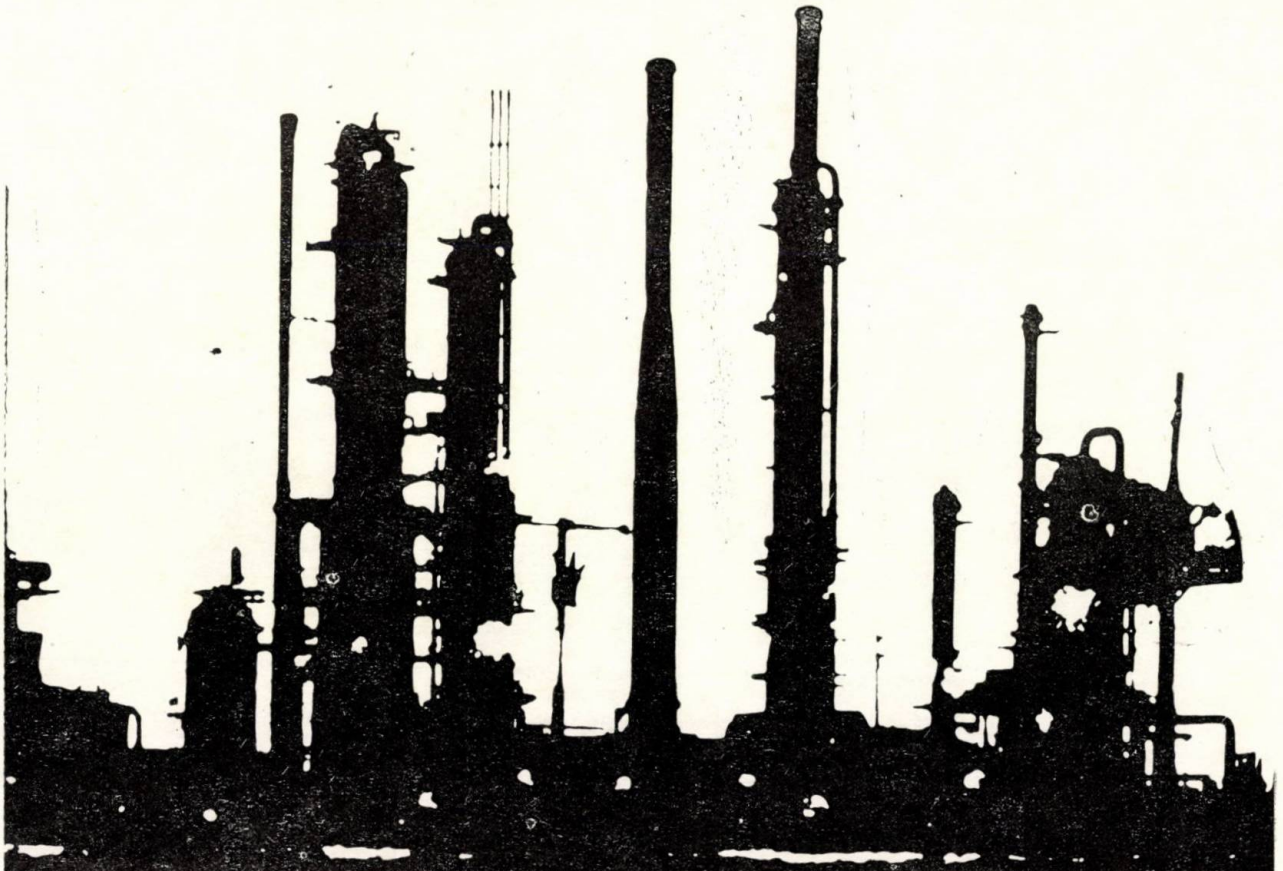
Wilhelm Harting
Werk für Elektrotehnik und Mechanik 4992 Espelkamp.

HARTING

Problemele dv. sînt în mîini sigure.

PUBLICOM

VIGANŌ



EXPLOSION PROOF

Metallurgica VIGANO' Div. ELE, electrical plants, materials and equipment explosion proof, vapor proof, water proof, according to : CEI Italia Electrotechnical Committee – VDE Verband Deutscher Elektrotechniker – NEC National Electrical Code – IEC International Electrotechnical Commission – NBUF National Board of Fire Underwriters – Laboratories Inc. – DIN Deutsche Normen – METALLURGICA VIGANO' Factories : 22044 INVERIGO (CO) Italia – Ph. 607.311 – 20124 Milan Commercial Dept. : Via F. Filzi, 2 – Ph. 651.733 – 651.746.

PROTEJATE CONTRA EXPLOZIEI

Metallurgica VIGANO' Div. ELE, instalaţii electrice, materiale şi echipament protejat contra exploziei, contra aburului, contra apei, potrivit cu : CEI Comitetul electrotehnic italian – VDE Verband Deutscher Elektrotechniker – NEC National Electrical Code – IEC International Electrotechnical Commission – NBUF National Board of Fire Underwriters – Laboratories Inc. – DIN Deutsche Normen – Fabricile METALLURGICA VIGANO' : 22044 INVERIGO (CO) Italia – telefon 607.311 – 20124 Departamentul comercial Milano : Via F. Filzi, 2 – telefon 651.733 – 651.746.

Publicom

Cu înalte performanțe:

AEG-TELEFUNKEN

Şi la tîrgul de mostre din Bucureşti
Hala W — standul 120

Profilul nostru
Tehnica energetică, transporturi, operaţii tehnice de livrare, aparate casnice, radio, televiziune, fonotehnică, elemente componente din tehnica telecomunicaţiilor, transferul de informaţii, locaţie şi navigaţie, instalaţii electronice de calcul şi de prelucrarea datelor.

Specialiştii noştrii vă stau la dispoziţie cu amănunte şi vă pun la dispoziţie material de informare.

AEG — TELEFUNKEN
Secţia pentru străinătate
Frankfurt/M

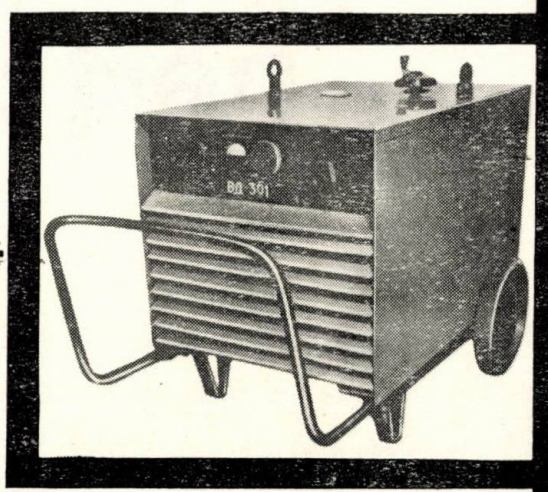
AEG

TELE FUN KEN

PUBLICOM

ВД

ENERGOMACHEXPORT



REDRESOARE DE SUDARE CU SILICIU SERIA VD

Aceste grupuri mobile sînt alimentate cu curent continuu în timpul sudării cu arc electric, a decupării şi a reîncărcării pieselor.

Intensităţi pentru sudare: 125 şi 300 A.

Securitate în funcţionare.

Utilizare uşoară.

Aplicaţie largă în toate sectoarele industriale.

Exportator : V/O „ENERGOMACHEXPORT"
str. Mosfilmovskaia, 35 Moscova V-330 U.R.S.S.
Telex : 255

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA

Anul 18 nr. 9, pag. 321—323 sept 1970

CUPRINS

Segal, S. : **Progrese importante în industria electrotehnică**
Electrotehnica 18, nr. 9 sept 1970, p. 321—323

CZ 621.313.17.016.1.001.2
Bucurenciu, S. şi *Crăciunescu, A.* : **Asupra expresiei cuplului electromagnetic al maşinilor electrice cu poli aparenţi**
Electrotehnica 18, nr. 9 sept 1970 p. 324—330

Se stabileşte expresia calitativă a cuplului electromagnetic produs prin procedeul anizotropiei de formă, procedeu pe baza căruia sînt realizate maşinile electrice rotative, cu întrefier neuniform (maşina sincronă reactivă, maşina Fransua). Tratarea se face pe cale termodinamică, în cadrul teoriei cîmpului electromagnetic, spre deosebire de modul uzual de tratare în cadrul teoriei circuitelor electrice cu parametri variabili. Aceeaşi formulă a cuplului electromagnetic se stabileşte şi prin metoda tensiunilor maxwelliene. Expresia obţinută este necesară pentru o prezentare unitară modernă a teoriei maşinilor electrice, în limbajul teoriei cîmpului electromagnetic.

CZ 621.313.322.012.8 : 681.332.64
Stănciulescu, Fl., Florescu, D. şi *Ghione, R.* : **Un model matematic al maşinii sincrone pentru calculator analogic**
Electrotehnica 18, nr. 9 sept 1970, p. 330—336

Se prezintă un model matematic dinamic al maşinii sincrone, conectată la receptoare de tip impedanţă, scris în vederea rezolvării diferitelor regimuri dinamice pe calculator analogic. Se deduc expresiile staţionare ale mărimilor u_d, u_q, i_d şi i_q la u_e dat şi expresiile constantei de timp şi factorului de amplificare al maşinii. Rezultatele obţinute se compară cu cele obţinute prin modelare analogică.

CZ 621.313.323.016.35 : 681.322
Micu, E. **Program pentru determinarea limitei stabilităţii motorului sincron la frecvenţe joase cu calculatorul numeric**
Electrotehnica 18, nr 9 sept. 1970, p. 336—339

Calculul limitei stabilităţii dinamice a motorului sincron s-a impus o dată cu posibilităţile noi create de electronica de putere în acţionările cu motoare sincrone, prin alimentarea acestora de la invertoare cu tiristoare de frecvenţă variabilă. Lucrarea descrie un program pentru calculatorul numeric, care permite determinarea limitei stabilităţii dinamice a motorului sincron la care cuplul rezistent este variabil. Se calculează această limită pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare, curentului de excitaţie şi momentului de inerţie al acţionării. Programul poate fi utilizat la determinarea limitei stabilităţii oricărui sistem automat liniar.

CZ 621.316.57.014.31 : 621.3.064.44
Şerbănescu, M. : **Durata arcului electric şi lungimea lui de stingere în aparatele de medie tensiune cu suflaj magnetic**
Electrotehnica 18 nr. 9 sept, 1970, p. 339—348

Se prezintă relaţii ce descriu evoluţia curentului arcului electric de deconectare de la apariţia acestuia şi pînă în momentul stingerii sale. Sînt date diagramele soluţiilor ecuaţiilor prezentate şi este expusă metoda de studiu succesiv al alternanţelor curentului. Se dau două exemple de calcul cu verificarea experimentală a duratei arcului şi a lungimii lui de stingere, în cazul unor deconectări cu stingerea la a doua, respectiv la a treia trecere prin zero a curentului.

CZ 621.315.614.72.002.1
Nicola, Gr. şi *Lică, V.* **Materiale stratificate cu înalte proprietăţi pentru ştanţare**
Electrotehnica 18, nr. 9 sept. 1970, p. 349—354

Se prezintă studiile efectuate la F. C. M. E. în vederea obţinerii a patru tipuri de materiale stratificate de ştanţare destinate pentru industria constructoare de aparate telefonice şi electronice. Se prezintă, de asemenea, proprietăţile materialelor stratificate în condiţii normale, în medii cu umiditate ridicată, precum şi comportarea lor la ştanţare în funcţie de temperatura de ştanţare.

Pentru tînărul inginer
CZ 621.318.371.011.3.001.24
Dinculescu, P. : **Calculul inductivităţii electromagnetului de tip E dublu cu întrefier suplimentar pe coloana centrală**
Electrotehnica 18, nr. 9, sept. 1970 p. 355—362

RECENZII 362
REFERATE 363

Abonați-vă la revistele:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

ELECTROTEHNICA

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CONTENTS

DC 621.313.17.016.1.001.2
Bucurenciu, S. and *Crăciunescu, A.* : **Concernind the expression of the electromagnetic couple of the electric machines with nonuniform air gap**
Electrotehnica 18, nr. 9, sept. 1970, p 324–330

The qualitative expression is established of the electromagnetic couple produced by the form anisotropy process, a process on the basis of which are achieved the rotary electric machines with non-uniform air gap (reactive synchronous machine, Fransua machine). The treatment is made by thermodynamic way within the theory of the electromagnetic field, unlike the usual treatment within the theory of electric circuits with variable parameters. The same formula of the electromagnetic couple is also established by the Maxwellian tension method. The expression is necessary for a modern unitary presentation of the theory of electric machines, in the language of the electromagnetic field theory.

DC 621.313.322.012.8 : 681.332.64
Stănciulescu, Fl., Florescu, D. and *Ghione, R* : **A mathematical model of the synchronous machine for analogical computers**
Electrotehnica 18, nr. 9 sept 1970, p. 330–336

A dynamic mathematical model of synchronous machines connected to impedance-type recievers, written in order to solve different dynamic regimes by analogical computers is presented. One deduces the stationary expressions of the magnitudes u_d, u_q, i_d and i_q to u_e given as well as the expressions of the time constant and amplifying factor of the machine. The results obtained are compared with those obtained by analogical modelling.

DC 621.313.323.016.35 : 681.322
Micu, E. : **A programme for determining the stability limit of synchronous motors at low frequencies with digital computers**
Electrotehnica 18 nr. 9, sept 1970, p. 336–339

The calculus of the limit of the dynamic stability of synchronous motors became necessary in view of the new possibilities ceated by the power electronics in the drives with synchronous motors, by feeding them from invertors with variable frequency tiristors. The paper describes a programme for digital computers, allowing to determine the limit of the dynamic stabilitiy of synchronous motors in which the resistant couple is variable. This limit is calculated for different values of the feeding voltage, excitation current and inertia moment of the drive. The programme can be used for determining the stability limit of whatever linear automatic linear system.

DC 621. 316.57.014.31 : 621.3.064.44
Serbănescu, M. : **The duration of the electric arc and its extinguishing length in medium-voltage apparatus with magnetic blow-out.**
Electrotehnica 18, nr 9, sept 1970, p. 339–348

Some relations describing the evolution of the current of the disconnecting electric arc from its occurrence to its extinguishing are presented. The diagrams of the solutions of the equations pressented are given and the method for the succesive study of current alternances are given. Two calculus examples are given to illustrate the experimental checking of the arc duration and its extinguishing length, in the case of some disconnections with extinguishing at the second respectively the third passage through zero of the current.

DC 621.315.614.72.002.1
Nicola, Gr. and *Lică, V.* : **Stratified materials with high properties for punching**
Electrotehnica 18, nr. 9, sept 1970, p. 349–354

Some informations is given concerning the studies carried out at the F.C.M.E. in order to obtain 4 types of stratified materials for punching, intended for the industry building telephonic and electronic apparatus. The properties of the stratified materials in normal conditions, in high-humidity media as well as their behaviour to punching as a function of punching temperature are also presented.

The young engineer's guide
DC 621.318.371.011.3.001.24
Dinculescu, P. : **The calculus of the inductivity of the double-type electromagnet with unequal armatures and additional air gap on the central column**
Electrotehnica 18, nr. 9, sept 1970, p 355–362

REVIEWS 362
REPORTS 363

SOMMAIRE

CD 621.313.17.016.1.001.2

Bucurenciu, S. et *Crăciunescu, A.* : **Considérations concernant l'expression du couple électromagnétique des machines électriques à entrefer non-uniforme.**

Electrotehnica 18, no. 9, sept 1970, p. 324–330

On établit l'expression qualitative du couple électromagnétique produit par le procédé de l'anisotropie de forme, procédé qui a servi de base à la réalisation des machines électriques rotatives, à entrefer non-uniforme (la machine synchrone réactive, la machine Fransua). Le traitement se fait par voie thermodynamique, selon la théorie du champ électromagnétique, ce qui diffère du mode de traitement usuel selon la théorie des circuits électriques à paramètres variables. Cette formule du couple électromagnétique peut être établie aussi par la méthode des tensions de Maxwell. L'expression obtenue est nécessaire pour pouvoir faire une présentation unitaire moderne de la théorie des machines électritues, dans les termes de la théorie du champ électromagnéqique.

CD 621.313.322.012.8 : 681.332.64

Stănciulescu, Fl., Florescu, D. et *Ghione, R.* : **Un modèle mathématique de la machine synchrone pour le calculateur analogique**

Electrotehnica 18, no. 9 sept 1970, p. 330–336

On présente un modèle mathématique dynamique, de la machine synchrone, connectée à des récepteurs du type impédance, modèle écrit en vue de résoudre les différents régimes dynamiques à l'aide du calculateur analogique. On déduit les expressions stationnaires des valeurs u_d, u_q, i_d, et i_q par rapport à l'u_e de la machine. On compare les résultats obtenus à ceux obtenus par modélage analogique.

CD 621.313.323.016.35 : 681.322

Micu, E. **Programme pour déterminer la limite de stabilité du moteur synchrone aux fréquences réduites, à l'aide du calculateur numérique.**

Electrotehnica 18, no. 9 sept 1970, p. 336–339

La calcul de la limite de stabilité dynamique du moteur synchrone est devenu absolument nécessaire en même temps que de nouvelles possibilités ont été crées par l'électronique de puissance dans les entrainements à moteurs synchrones, par l'alimentation de ces derniers à partir d'inverteurs à thiristors de fréquence variable. Dans cet ouvrage on décrit un programme pour le calculateur numérique, qui permet de déterminer la limite de la stabilité dynamique du moteur synchrone dont le couple résistent est variable. On calcule cette imite pour des valeurs différentes de la tension d'alimentation, du courant d'excitation et du moment d'inertie de l'entrainement. Ce programme peut être utilisé pour la détermination de la limite de stabilité de n'importe quel système automatique linéaire.

CD 621.316.57.014.31 : 621.3.064.44

Şerbănescu, M. : **La durée de l'arc électrique et sa longueur d'extinction dans les appareils à tension moyenne et à soufflage magnétique**

Electrotehnica 18, no. 9 sept 1970, p. 339–348

On présente des relations qui décrivent l'évolution du courant de l'arc électrique de déconnection, à partir de l'apparition de ce dernier et jusqu'au moment de son extinction. On présente aussi les diagrammes des solutions des équations indiquées et l'on décrit la méthode de l'étude successive des alternances du courant. On donne deux exemples de calcul ainsi que la vérification expérimentale de la durée de l'arc et de sa longueur d'extinction dans les cas de certaines déconnections avec l'extinction au deuxième, respectivement au troisième passage par zéro, du courant.

CD 621.315.614.72.002.1

Nicola, Gr. et Lică, V. **Matériaux stratifiés à propriétés supérieures, pour le matriçage.**

Electrotehnica 18, no. 9 sept 1970, p. 349–354

On présente les études effectuées au F. C. M. E. en vue d'obtenir quatre types de matériaux stratifiés pour le matriçage, destinés à l'industrie de la construction d'appareils téléphoniques et électroniques. On présente aussi les propriétés des matériaux stratifés dans des conditions normales, dans des milieux à humidité élevée, anisi que leur comportement à l'estampillage par rapport à la température pendant cette opération.

Pour le jeune ingénieur

CD 621.318.371.011.3.001.24

Dinculescu, P. : **Le calcul de l'induction de l'aimant électrique de type double, à entrefer supplémentaire sur la colonne centrale.**

Electrotehnica 18, no. 9, sept 1970 p. 355–362

COMPTES-RENDUS 362
REFERATS 363

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 Nr. 9 București, septembrie 1970

Progrese importante în industria electrotehnică

SANDU SEGAL* — București

CZ 621.3.01:621.312

Industria de mașini electrice, de echipamente și materiale electrotehnice din România se caracterizează prin tehnicitate ridicată, prin ritmuri înalte de dezvoltare, prin diversificarea continuă a producției, contribuind la înzestrarea economiei cu produse de performanță și la afirmarea pe piețele externe cu un larg sortiment la nivelul exigențelor tehnice actuale.

În anul 1970 industria de mașini, echipamente și materiale electrotehnice produce circa 12 000 sortimente de produse diferite. Nivelul de producție în anul 1970 este de peste 2,4 ori mai mare decît în anul 1965, ritmul mediu de creștere al producției în această perioadă fiind de peste 19% anual.

În cei aproape 22 de ani de existență în această subramură industrială a crescut continuu numărul de uzine și fabrici, profilîndu-se pe unități specializate modern utilate. Creșterea și diversificarea producției s-a obținut prin reutilarea și extinderea întreprinderilor existente, prin dezvoltarea institutelor de cercetare-proiectare și prin cooperări sau licențe contractate cu firme străine. Puternicul efort de investiții poate fi ilustrat dacă se are în vedere faptul că numai în perioada 1966—1970 în industria de mașini, echipamente și materiale electrotehnice au intrat în funcțiune 12 noi fabrici și secții specializate, valoarea totală a mijloacelor fixe crescînd de peste două ori.

Varietatea mare de produse electrotehnice fabricate într-un sortiment larg este destinată participării active la dezvoltarea altor ramuri industriale precum și exportului. Dinamica asimilării de noi produse este de asemenea ridicată. Numai în ultimii ani s-a îmbogățit sortimentul cu peste 1500 produse noi în afara modernizării contine a sortimentelor din profilul de fabricație curentă a uzinelor electrotehnice.

Creșterile înregistrate în ultimii ani la principalele produse sînt indicate în tabela 1.

Acestă industrie fabrică un larg sortiment, de produse: întreruptoare, transformatoare separatoare, aparate de măsură de 35 kV, 110 kV, 220 kV și 400 kV și celule prefabricate pentru industria energetică, alte sortimente pentru lucrări complexe privind: fabrici de ciment, utilaje chimice și rafinării, furnale, fabrici din industria alimentară, industria ușoară, instalații miniere, tracțiune electrică ș.a.

Pentru industria de turisme, autocamioane și tractoare se execută un sortiment larg de echipament electric compus din peste 100 sortimente.

Practic nu există domeniu al economiei naționale în care industria de mașini, echipamente și materiale electrotehnice să nu participe activ cu produsele sale.

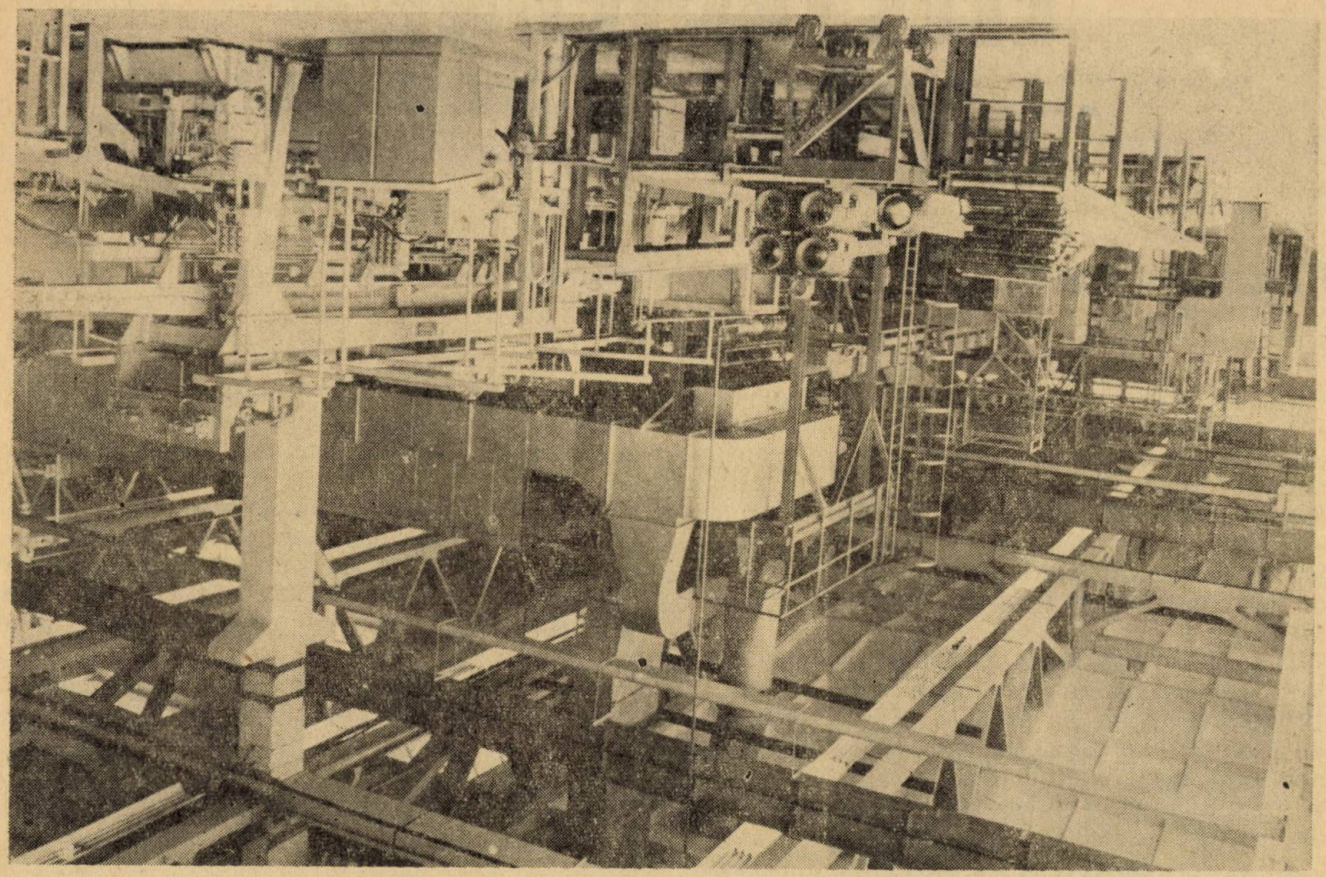
Tabela 1

Creșteri de producție la principalele grupe (anul 1965 = 100 %)

Grupa de produse	Unități de măsură	1966	1967	1968	1969	1970
Motoare electrice	MW	120,7	134,4	158,3	191,3	225,8
Transformatoare	MVA	111,3	129,0	151,3	168,8	208,9
Aparataj de înaltă tensiune	mil. lei	128,2	193,8	231,5	306,7	500,0
Conductori electrici	km	116,9	139,5	181,6	202,1	233,8
Cabluri electrice	km	109,2	144,8	171,7	211,1	272,8
Acumulatoare	tone	108,7	115,2	144,3	145,0	290,0
Elemente galvanice	mii elemente	135,6	181,6	203,3	233,1	279,2

Un număr de 19 grupe de produse sînt exportate în prezent în peste 25 țări (URSS, Franța, Venezuela, R.F.G., Pakistan, Italia, Danemarca, Turcia, Iran, Iugoslavia, R.A.U., Grecia, Albania, Cehoslovacia, Belgia, Bulgaria ș. a.). Volumul producției destinat exportului a fost în continuă creștere, el fiind în anul 1970 de peste două ori mai mare decît în 1965. Evoluția creșterii producției livrată la export în ultimii ani, este dată în tabela 2.

* Ing. *S. Segal* este director în M.I.C.M.



Produsele fabricate în industria de mașini, echipamente și materiale electrotehnice au performanțe tehnice ridicate la nivelul celor mai bune produse de pe piața mondială, sînt de concepție proprie sau realizate pe bază de licență. Importantele realizări obținute în ultimii ani, în cadrul principalelor grupe de produse, demonstrează competitivitatea produselor electrotehnice românești.

Astfel în construcția de transformatoare s-a pus în funcțiune parțială o nouă fabrică la uzinele Electroputere Craiova pentru transformatoare mari pînă la 400 MVA, 400 kV. Hala de montaj prin dimensiunile și dotarea ei este la nivelul celor mai moderne din Europa.

Pe bază de cercetări și concepție proprie s-au realizat produse de înaltă tehnicitate ca transformatorul bloc de 190 MVA pentru hidrocentrala Porțile de Fier și este în curs de execuție autotransformatorul de 400 MVA la 400 kV.

Tabela 2

Creșterea producției livrate la export

	1965	1966	1967	1968	1969	1970
Indicele de creștere a producției (1965 = 100%)	100	118,4	140,0	167,5	193,2	241,4

În fabricația de mașini rotative s-au realizat în perioada 1966 — 1969, 320 tipodimensiuni de produse noi, iar 80 se prevăd pentru anul 1970. Se pot cita ca realizări deosebite motoarele electrice de 900 kW pentru locomotive electrice, motoare verticale de 800 kW pentru acționarea pompelor de irigații la uzina Electroputere Craiova, modernizarea seriei de motoare asincrone în scurtcircuit, gabarit 63—280, încît să fie la nivelul celor mai bune realizări ale producătorilor din Europa. S-a pus în funcțiune fabrica de motoare asincrone (pînă la 7,5 kW) în carcasă de aluminiu cu o capacitate de 250 000 de motoare pe an, construită în colaborare cu firma franceză „Compagnie Electromecanique". Nivelul tehnic al acestei fabricații este ilustrat prin realizarea automată a procesului de ștanțare, în ciclu semiautomat turnarea carcasei, prelucrarea carcasei pe mașini agregat și conveerizarea întregului proces de fabricație.

În figura 1 este reprezentată instalația transfer pentru prelucrat carcasele în aluminiu ale motoarelor electrice la Fabrica de motoare electrice Pitești.

Fabricația de aparataj de înaltă tensiune cuprinde în afară de întreruptoarele realizate după licență „Delle" numeroase produse de concepție proprie ce se execută la uzina Electro-

putere Craiova într-o nouă hală dotată cu utilaje de înaltă tehnicitate. Fluxul tehnologic organizat pe linii de produse cuprinde utilaje specializate de mare productivitate (strunguri cu comandă program, mașini de decupat cu cap revolver și cu poziționare prin coordonate ș. a.), instalații de transport mecanizat, vopsire prin electroforeză, instalații de acoperiri galvanice cu reglaj automat al regimului de depunere, instalații în flux pentru turnarea rășinilor epoxidice ș.a.

Sînt de menționat, de asemenea, alte produse fabricate pe bază de licențe sau pe linii de fabricație realizate în cooperare cu firme de renume din străinătate: fabricație de acumulatoare cu plumb, cu firma VARTA — RFG; echipament electric auto, cu firmele SERI-RENAULT; Jaeger și Ducellier — Franța; cabluri de forță în PVC cu firma Furukawa — Japonia; fabricația de hîrtie de mică cu firma Cogèbi — Belgia și altele.

Fabricația de materiale electroizolante a cunoscut, de asemenea, modernizări importante. Prin cooperare cu industria chimică s-au introdus în construcția mașinilor electrice din țara noastră materiale electroizolante și lacuri de impregnare pentru clase de izolație B și F. Sînt de menționat, de asemenea, noi tipuri de conductori izolați cu email și sticlă, izolațiile de crestătură combinate: mică și hostafan, sticlă și hostafan, mică și sticlă. Pentru lărgirea sortimentelor de lacuri electroizolante este în curs de construcție, la fabrica de cabluri și materiale electroizolante, o secție nouă pentru lacuri poliesterimidice, poliimidice, poliestertereftalice, fenolrezolice ș.a.

Progresul tehnic rapid și necesitatea verificării calității produselor au condus la înzestrarea tuturor uzinelor cu laboratoare și standuri de încercări modern utilate.

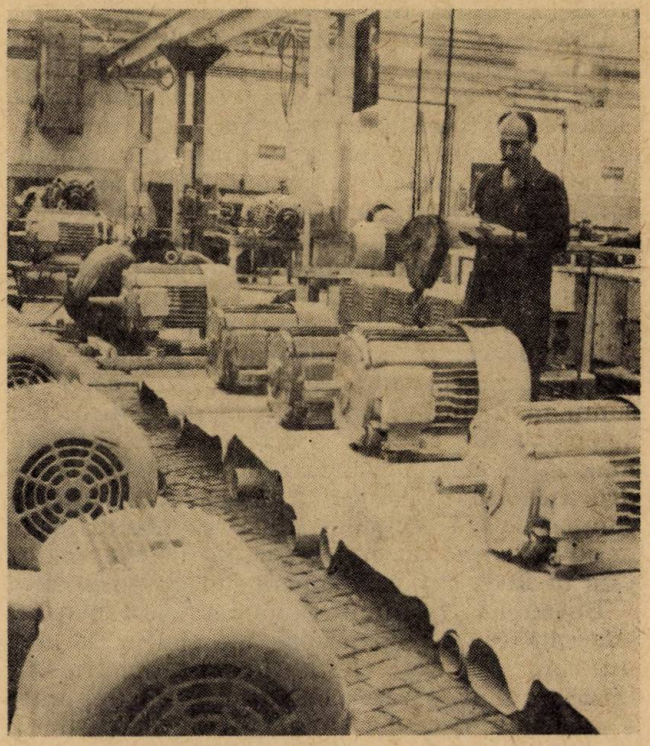
Este în curs construcția unor laboratoare, dintre cele mai mari din Europa la uzinele Electroputere Craiova: laboratoare de înaltă tensiune pentru încercări la frecvența de 50 Hz pînă la 1 200 kV și la undă de șoc la o putere de 190 kWs și o tensiune de 2400 kV precum și laboratoare de mare putere de rupere cu o putere instalată de 750 MVA.

★

Industria electrotehnică pregătește și pe viitor diversificarea producției și asimilarea de noi produse de transformatoare de putere, inclusiv transformatoarele bloc de 400 MVA pentru grupuri energetice mari și tipuri noi de transformatoare uscate, în rășini de turnare, cu folie. Se va completa sortimentul de celule de înaltă tensiune și posturi de transformare. Se va diversifica aparatajul de înaltă tensiune inclusiv cel de 400 kV, se vor asimila motoarele electrice speciale pentru utilizări textile, pentru mașinile-unelte cu comandă program, micromotoarele cu întrefier axial și alte tipuri de motoare pentru acționări și automatizări, precum și noi tipuri de motoare antiexplozive și motoare pentru echipamente de ridicare.

Atenție se acordă controlului calității și ambalării produselor pentru export. În figura 2 se prezintă un lot de motoare electrice de 55 kW, destinate exportului, în finisare finală și, ambalare la Uzina de Mașini Electrice București.

Nivelul de tehnicitate atins, dezvoltarea în ritm susținut și în viitor a industriei de mașini, echipamente și materiale electrotehnice, bunele



aprecieri obținute din partea partenerilor externi la produsele exportate, face din această subramură industrială un partener de prestigiu pe piețele externe în condiții tehnice și economice avantajoase. Firmele și produsele electrotehnice românești, ale căror mărci sînt cunoscute în numeroase țări, au condiții de lărgire în viitor a piețelor de desfacere.

Această industrie din Republica Socialistă România, în condițiile unei economii dinamice constituie pentru firmele din străinătate noi posibilități de lărgire a schimburilor comerciale, prilejuri de noi colaborări și cooperări. Prezentarea la tîrgul Internațional Bucuresti a numeroase produse ale industriei de mașini electrice, de echipamente și materiale electrotehnice, produse de complexitate și calitate ridicată reprezintă o ilustrare elocventă a posibilităților de competitivitate a acestora pe plan mondial.

Asupra expresiei cuplului electromagnetic al mașinilor electrice cu poli aparenți

SORIN AL. BUCURENCIU și AURELIAN AL. CRĂCIUNESCU* — București

CZ 621.313.17.016.1.001.2

Unul dintre procedeele de producere a cuplului electromagnetic în mașinile electrice este procedeul întrefierului neuniform, numit și procedeul anizotropiei de formă. Cuplul electromagnetic datorat anizotropiei de formă este cuplu principal în mașina sincronă reactivă și în mașina Fransua (mașina universală cu colector fără înfășurare de excitație pe stator și cu periile decalate din axa neutră).

În general, în literatura referitoare la mașina sincronă reactivă, expresia cuplului electromagnetic se stabilește în cadrul teoriei circuitelor electrice cu parametri variabili. În cîteva lucrări se obține expresia cuplului electromagnetic în cadrul teoriei cîmpului electromagnetic, admițînd în prealabil un anumit model fizic idealizat, al mașinii sincrone reactive.

Ollendorff [1] consideră că se poate explica principiul de funcționare al mașinii reactive pe baza următorului model. Într-un cîmp magnetic uniform $\overline{B}_0$ este dispus un cilindru eliptic din material feromagnetic (figura 1). Descompunînd cîmpul magnetic $\overline{B}_0$ după direcțiile principale ale elipsei, se determină momentele magnetice corespunzătoare dobîndite de cilindru. Însumînd apoi cuplurile dezvoltate între o componentă a cîmpului $\overline{B}_0$ și momentul magnetic provocat de cealaltă componentă, se obține în final expresia cuplului electromagnetic.

Buchholtz [2] admite ca model fizic al mașinii sincrone reactive trifazate un sistem format dintr-un cilindru eliptic dispus simetric în interiorul unei cavități cilindrice circulare, practicată într-un mediu feromagnetic. La periferia acestei cavități se găsesc trei spire parcurse de curenți trifazici simetrici, decalate spațial cu cîte 120 °, producînd astfel un cîmp magnetic învîrtitor. Folosind metoda transformărilor conforme, în urma unui calcul destul de laborios, se stabilește expresia cuplului electromagnetic în mărimi caracteristice teoriei circuitelor.

R. Răduleț [3] stabilește o formulă pentru cuplul electromagnetic al mașinilor electrice cu întrefier neuniform, folosind teorema forțelor generalizate. Expresia obținută, în mărimi specifice teoriei cîmpului electromagnetic, este valabilă pentru orice lege de variație a întrefierului.

A. Țugulea și C. Fluerașu [4] aproape simultan cu Parameswaren Pillai [5] tratează problema mașinii sincrone reactive multipolare în cadrul teoriei potențialului; rezultatele finale, în particular — expresia cuplului electromagnetic, le formulează în limbajul teoriei circuitelor.

Al. Fransua [6] stabilește expresia cuplului electromagnetic al mașinii universale cu anizotropie de formă statorică, printr-o echivalare a acesteia cu o mașină de curent continuu serie, care are înfășurare de excitație pe stator, iar periile dispuse în axa neutră.

În lucrarea de față se urmărește stabilirea unei expresii calitative a cuplului electromagnetic datorat anizotropiei de formă, care să se încadreze în formula generală: $\overline{C} = \overline{m} \times \overline{B}_0$ a cuplului electromagnetic exercitat în cîmpul magnetic $\overline{B}_0$ asupra unui dipol de moment magnetic $\overline{m}$. Demonstrația dată este mai simplă și mai directă decît cea întîlnită în literatură [1]. O asemenea expresie este necesară pentru o prezentare unitară modernă a teoriei mașinilor electrice în limbajul teoriei cîmpului electromagnetic.

Formularea problemei

Modelul fizic idealizat, convenabil pentru scopul propus este cel admis de Ollendorff (figura 1). Se notează semiaxele elipsei a și b iar distanța între focare cu $2c$. Bara este dispusă după o direcție perpendiculară pe cea a cîmpului $\overline{B}_0$.

Faptul că suprafața care mărginește bara feromagnetică este o suprafață de gradul doi, facilitează tratarea problemei considerate deoarece, conform unei teoreme stabilite de Maxwell [7], pentru corpurile mărginite de asemenea suprafețe și dispuse în cîmpuri magnetice uniforme, atît magnetizația $\overline{M}(\overline{r}')$ cît și cîmpul magnetic interior $\overline{B}(\overline{r}')$ iau aceleași valori în orice punct.

O mărime necesară pentru formularea expresiei energiei libere a sistemului considerat este tensorul factor de demagnetizare $\overline{\overline{D}}$ care se introduce prin relația:

$$\overline{H}_p = -\overline{\overline{D}}\,\overline{M} \qquad (1)$$

în care $\overline{H}_p$ reprezintă intensitatea cîmpului magnetic propriu al corpului (produs de sarcinile de magnetizație), iar $\overline{M}(\overline{r}')$ — magnetizația corpului.

Pentru un corp mărginit de o suprafață de gradul doi și avînd volumul V, componenta $\overline{D}_{ij}$ a tensorului $\overline{\overline{D}}$ are expresia [8].

$$D_{ij}(\overline{r}) = -\frac{\partial}{\partial x_i\,\partial x_j}\int_V \frac{\delta V}{|\overline{r}-\overline{r}'|}, \qquad (2)$$

* Ing. S. *Al. Bucurenciu* și ing. *A. Al. Crăciunescu* sînt asistenți la Institutul Politehnic din București.

în care: $\bar{r}$ reprezintă vectorul de poziție al unui punct oarecare;
$\bar{r}'$ — vectorul de poziție al unui punct al corpului: x_i, x_j — coordonatele vectorului $\bar{r}$ într-un sistem cartezian oarecare. Singura suprafață

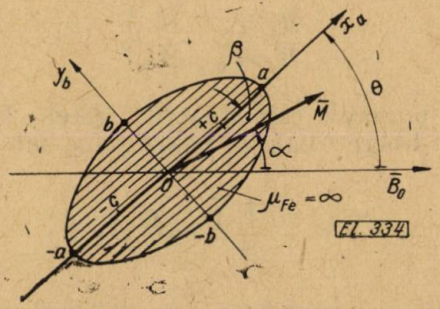


Fig. 1. Secțiune transversală prin modelul fizic idealizat al mașinilor electrice rotative cu anizotropie de formă.

de gradul doi finită este aceea a elipsoidului. În sistemul de coordonate ale cărui axe coincid cu axele principale ale elipsoidului, tensorul $\bar{\bar{D}}$ are numai componente diagonale. Expresiile factorului de demagnetizare pentru cazurile elipsoidului de revoluție și alte cazuri speciale au fost stabilite de Ewing, iar pentru cazul general, valori numerice complete au fost date de Osborn [9], [10], [11], [12]. Cazul cilindrului eliptic se obține prin trecere la limită din cazul general al elipsoidului. În sistemul de coordonate în care tensorul $\bar{\bar{D}}$ este diagonal, pentru cilindrul eliptic considerat în această lucrare, expresiile factorului de demagnetizare au forma:

$$\left.\begin{aligned} D_a &= \frac{1}{2}\,a\,b\int_0^\infty \frac{ds}{(a^2+s)\,R_s} = \frac{b}{a+b};\\ D_b &= \frac{1}{2}\,a\,b\int_0^\infty \frac{ds}{(b^2+s)\,R_s} = \frac{a}{a+b}; \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

unde $R_s = \sqrt{(a^2+s)\,(b^2+s)}$. Matricea corespunzătoare tensorului $\bar{\bar{D}}$ al cilindrului eliptic de semiaxe a și b este deci următoarea:

$$[\bar{\bar{D}}] = \begin{bmatrix} \dfrac{b}{a+b} & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{a}{a+b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

După cum se observă, urma acestei matrice este egală cu unu.

Calculul cuplului electromagnetic pe considerente termodinamice

Expresia energiei libere totale a barei feromagnetice în cîmpul magnetic aplicat $\bar{B}_0$ (Fig. 1) este formată dintr-o sumă de doi termeni:

$$F_T = F_{B_0} + F_D. \quad (5)$$

Primul termen:

$$F_{B_0} = -\int_V \mu_0 \bar{M}\,\bar{\bar{H}}_0\,\delta\,V \quad (6)$$

reprezintă energia corpului magnetizat în cîmpul aplicat $\bar{B}_0$. Bara fiind mărginită de o suprafață de gradul doi și cîmpul $\bar{B}_0$ fiind uniform, pentru o porțiune de lungime l se poate scrie:

$$F_{B_0} = -\mu_0 \bar{M}\,\bar{H}_0 V = -\mu_0 M H_0 V \cos\alpha, \quad (6')$$

unde α este unghiul dintre vectorul $\bar{M}$ și vectorul $\bar{B}_0$, iar V — volumul porțiunii de bară de lungime l ($V = \pi\,a\,b\,l$).

Al doilea termen:

$$F_D = -\frac{1}{2}\int_V \mu_0 \bar{M}\,\bar{H}_D\,\delta\,V \quad (7)$$

reprezintă energia proprie de magnetizare în cîmpul magnetic propriu. Cîmpul vectorului $\bar{M}$ fiind uniform și ținînd seamă de expresia (1) a cîmpului magnetic propriu, ultima relație se poate pune sub forma:

$$F_D = \frac{1}{2}\mu_0 M^2 (D_a \cos^2\beta + D_b \sin^2\beta) V =$$

$$= \frac{1}{4}\mu_0 (D_a + D_b) M^2 V - \frac{1}{4}\mu_0 (D_b - D_a)\, M^2 \cdot V \cos 2\beta. \quad (7')$$

în care β este unghiul dintre vectorul $\bar{M}$ și axa polară. Această ultimă formulare a termenului F_D permite justificarea folosirii denumirii de „anizotropie de formă" pentru bara considerată. Într-adevăr, energia liberă proprie de magnetizare F_D are un minim dacă vectorul $\bar{M}$ este dirijat în lungul axei polare (direcția de magnetizare ușoară) și are un maxim dacă vectorul $\bar{M}$ este dirijat în lungul axei transversale (direcția de magnetizare grea). Energia liberă totală F_T, la valori B_0 și $\theta = \alpha + \beta$ date, prezintă un minim pentru un unghi β care este soluție a ecuației:

$$-M B_0 \sin(\theta - \beta) + \frac{1}{2}\mu_0 (D_b - D_a)\, M^2 \sin 2\beta = 0 \quad (8)$$

cu condiția ca:

$$M B_0 \cos(\theta - \beta) + \mu_0 (D_b - D_a) M^2 \cos 2\beta > 0. \quad (9)$$

Starea de echilibru stabil se realizează la această valoare a lui β.

Cuplul electromagnetic care se exercită asupra barei de lungime l în cîmpul aplicat $\bar{B}_0$

se obţine prin derivarea energiei libere de interacţiune F_{B_0} în raport cu unghiul α;

$$C \equiv \frac{\partial F_{B_0}}{\partial \alpha} = M B_0 V \sin \alpha = |M \times B_0| V. \quad (10)$$

Ţinînd seamă de relaţia (1) şi deoarece intensitatea cîmpului magnetic din interiorul barei feromagnetice este nulă ($\overline{H} = \overline{H}_0 + \overline{M}_p = 0$), pentru componentele vectorului $\overline{M}$ în sistemul de coordonate care coincide cu axele elipsei avem expresiile:

$$M_a = \frac{1}{D_a} H_0 \cos \theta = \frac{a+b}{b} H_0 \cos \theta$$
$$M_b = -\frac{1}{D_b} H_0 \sin \theta = -\frac{a+b}{a} H_0 \sin \theta. \quad (11)$$

Expresia (10) a cuplului electromagnetic devine:

$$\overline{C} = V \overline{M} \times \overline{B}_0 = V \begin{vmatrix} \overline{i} & \overline{j} & \overline{k} \\ M_a & M_b & 0 \\ B_{0a} & B_{0b} & 0 \end{vmatrix} =$$
$$= \overline{k} V (M_a B_{0b} - M_b B_{0a}) =$$
$$= \overline{k} V \left(-\frac{a+b}{b} H_0 B_0 \sin \theta \cos \theta \right) +$$
$$+ \frac{a+b}{a} H_0 B_0 \sin \theta \cos \theta = \quad (12)$$
$$= -\overline{k} V \frac{a^2 - b^2}{2ab} M_0 B_0 \sin 2\theta =$$
$$= -\overline{k} \pi l c^2 \frac{B_0^2}{2\mu_0} \sin 2\theta,$$

unde $c^2 = a^2 - b^2$ este pătratul semidistanţei dintre focare.

Avînd în vedere forma (5) a energiei libere totale, pentru starea de echilibru stabil există relaţia*:

$$\frac{\partial F_{B_0}}{\partial \alpha} = \frac{\partial F_T}{\partial \theta}. \quad (13)$$

---

* Într-adevăr, se pot scrie egalităţile:

$$\frac{\partial F_{B_0}}{\partial \theta} = \frac{\delta F_{B_0}}{\delta \theta} + \frac{\delta F_{B_0}}{\delta \beta} \frac{\partial \beta}{\partial \theta} = M B_0 V \sin \alpha \left(1 - \frac{\partial \beta}{\partial \theta} \right)$$

$$\frac{\partial F_D}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \mu_0 (D_b - D_a) M^2 V \sin 2\beta \frac{\partial \beta}{\partial \theta} = M B_0 V \sin \alpha \frac{\partial \beta}{\partial \theta}$$

pe baza relaţiilor (6'), (7') şi ţinînd seamă de (8), din care:

$$\sin 2\beta = \frac{2 B_0}{\mu_0 (D_b - D_a) M} \sin \alpha$$

Deci:

$$\frac{\partial F_T}{\partial \theta} = \frac{\partial F_{B_0}}{\partial \theta} + \frac{\partial F_D}{\partial \theta} = M B_0 V \sin \alpha = \frac{\partial F_{B_0}}{\partial \alpha}$$

Rezultă că se poate calcula cuplul electromagnetic exercitat în aceste condiţii asupra barei şi prin derivarea expresiei energiei libere totale F_T. Intensitatea cîmpului magnetic din interiorul barei fiind nulă, există egalităţile:

$$\left. \begin{aligned} \overline{H}_p &= -\overline{H}_0 \\ \overline{B} &= \mu_0 \overline{M} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

pentru punctele care aparţin barei. Expresia energiei libere totale se poate pune sub forma:

$$F_T = -\frac{1}{2} V \mu_0 \overline{M} \, \overline{H}_0 =$$
$$= -\frac{1}{2} V \mu_0 \left[\frac{a+b}{b} H_0^2 \cos^2 \Theta + \frac{a+b}{a} H_0^2 \sin^2 \theta \right] \quad (15)$$

Pentru cuplul electromagnetic se obţine valoarea absolută:

$$C = -V(a+b) \frac{B_0^2}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{b} \cos^2 \theta + \frac{1}{a} \sin^2 \theta \right) =$$
$$= \pi l c^2 \frac{B_0^2}{2\mu_0} \sin 2\theta$$

adică, o expresie identică cu (12).

Calculul cuplului electromagnetic prin metoda tensiunilor maxwelliene

Se consideră un sistem de coordonate eliptice (ξ, φ), cu originea în centrul elipsei de contur a barei şi avînd liniile de coordonate omofocale cu aceasta (Fig. 2). Între coordonatele (ξ, φ) şi (x_a, y_b) există relaţiile de legătură:

$$\left\{ \begin{aligned} x_a &= c \operatorname{ch} \xi \cos \varphi \\ y_b &= c \operatorname{sh} \xi \sin \varphi \end{aligned} \right. \quad \xi \in [0, \infty]; \ \varphi \in [0, 2\pi). \quad (16)$$

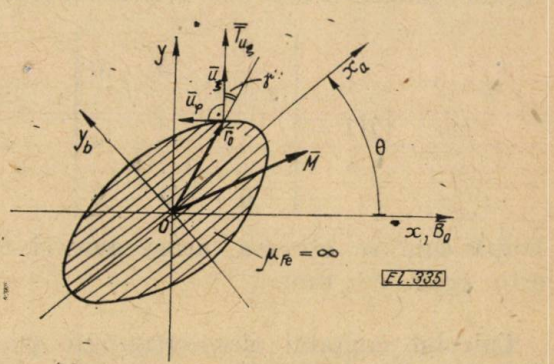


Fig. 2. Explicativă pentru calculul cuplului electromagnetic datorat anizotropiei de formă prin metoda tensiunilor maxwelliene.

Dacă se notează cu $\bar{r}_0$ vectorul de poziție al unui punct oarecare al elipsei de contur ξ_0 și cu γ unghiul dintre vectorii $\bar{T}_{u\xi}$ și $\bar{r}_0$, expresia cuplului electromagnetic exercitat asupra barei de suprafață laterală S_1, în cîmpul aplicat $\bar{B}_0$, se poate scrie sub forma:

$$\bar{C} = \iint_{S_1} \bar{r}_0 \times \bar{T}_{u\xi} \qquad \delta A = \bar{k}\, l \oint_{\xi_0} r_0\, T_{u\xi} \sin\gamma\, \delta_s \tag{17}$$

în care:

$$\bar{T}_{u\xi} = (\bar{B}\,\bar{u}_\xi)\,\bar{H} - \bar{u}_\xi \frac{\bar{B}\,\bar{H}}{2} \tag{18}$$

reprezintă vectorul asociat de către tensorul tensiunilor maxwelliene direcției normale într-un punct al suprafeței cilindrice s_1. Bara considerată fiind feromagnetică ($\mu_{Fe} = \infty$) cîmpul magnetic pe suprafață este dirijat după normală și deci expresia cuplului electromagnetic devine:

$$\bar{C} = \bar{k} l \frac{\mu_0}{2} \oint_{\xi_0} r_0\, H^2(\xi_0, \varphi) \sin\gamma \cdot \delta s. \tag{19}$$

Cîmpul magnetic $H(\xi_0, \varphi)$ este plan paralel și poate fi reprezentat cu ajutorul potențialului magnetic scalar $V_m(\bar{r})$ care, în cazul de față, este soluție a unei probleme Dirichlet. În sistemul de coordonate eliptice ales, ecuația diferențială satisfăcută de potențialul V_m este:

$$\Delta_m(\bar{r}) = \frac{1}{c^2(\mathrm{ch}^2\,\xi - \cos^2\varphi)}\left(\frac{\partial^2 V_m}{\partial\xi^2} + \frac{\partial^2 V_m}{\partial\varphi^2}\right) = 0 \tag{20}$$

cu condițiile:

$$\left.\begin{aligned} &V_m(\xi, \varphi) = V_m(\xi, \varphi + 2k\pi) \\ &V_m(\xi, \varphi) = 0 \\ &\lim_{\xi\to\infty} V_m(\xi, \varphi) = \lim_{x\to\infty} (-H_0 x) \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

în care:

$$x = x_a \cos\theta - y_b \sin\theta.$$

Rezolvînd ecuația de tip Laplace prin metoda separării variabilelor pentru domeniul exterior se obține soluția:

$$V_m(\xi, \varphi) = \frac{c}{b-a} H_0 (a\,\mathrm{sh}\,\xi - b\,\mathrm{ch}\,\xi)\cos(\varphi + \theta) \tag{22}$$

Pentru componentele cîmpului $\bar{H} = -\mathrm{grad}\, V_m$ se obțin relațiile:

$$H_\xi = \frac{1}{a-b} H_0 \frac{a\,\mathrm{ch}\,\xi - b\,\mathrm{sh}\,\xi}{(\mathrm{ch}^2\,\xi - \cos^2\varphi)^{1/2}} \cos(\varphi + \theta) \tag{23}$$

$$H_\varphi = -\frac{1}{a-b} H_0 \frac{a\,\mathrm{sh}\,\xi - b\,\mathrm{ch}\,\xi}{(\mathrm{ch}^2\,\xi - \cos^2\varphi)^{1/2}} \sin(\varphi + \theta).$$

Cîmpul magnetic $\bar{H}(\xi_0, \varphi)$ pe suprafața barei, care constituie o suprafață de coordonate, caracterizată prin valorile $\xi = \xi_0$; $\varphi \in (0, 2\pi)$, este:

$$\left.\begin{aligned} H_\varphi &= 0 \\ H_{\xi_0} &= H_0 \frac{(a+b)\ \mathrm{ch}\,\xi_0}{a(\mathrm{ch}^2\,\xi_0 - \cos^2\varphi)^{1/2}} \cos(\varphi + \theta), \end{aligned}\right\} \tag{23}$$

unde s-a ținut seama de relația $\mathrm{tg}\,\xi_0 = \frac{b}{a}$.

Rezultă expresia:

$$H^2(\xi_0, \varphi) = H_0^2 \frac{a+b}{a-b} \frac{\cos^2(\varphi + \theta)}{\frac{a^2}{a^2 - b^2} - \cos^2\varphi}. \tag{24}$$

Modulul vectorului de poziție al unui punct oarecare al elipsei de contur a barei este:

$$r_0 = c\sqrt{\frac{b^2}{a^2 - b^2} + \cos^2\varphi}. \tag{25}$$

Unghiul γ se determină ca diferența dintre unghiul γ_{ξ_0} făcut de versorul $\bar{u}_{\xi_0}$ cu axa Ox_a și unghiul γ_{r_0} făcut de vectorul de poziție $\bar{r}_0$ cu aceeași axă (fig. 2):

$$\gamma = \gamma_{\xi_0} - \gamma_{r_0}.$$

Tangenta la hiperbola — curbă de coordonate, care trece printr-un punct oarecare (x_{a_0}, y_{b_0}) al elipsei de contur, are ecuația:

$$\frac{x_a\, x_{a_0}}{c^2\cos^2\varphi} - \frac{y_b y_{b_0}}{c^2\sin^2\varphi} = 1.$$

Panta acestei drepte, ținînd seama de (16), este tocmai tangenta unghiului γ_{ξ_0}:

$$\mathrm{tg}\,\gamma_{\xi_0} = \frac{x_{a_0}}{y_{b_0}} \mathrm{tg}^2\varphi = \frac{a}{b}\,\mathrm{tg}\,\varphi.$$

Tangenta unghiului γ_{r_0} are expresia:

$$\mathrm{tg}\,\gamma_{r_0} = \frac{b}{a}\,\mathrm{tg}\,\varphi.$$

Pentru unghiul γ rezultă funcțiunea:

$$\mathrm{tg}\,\gamma = \frac{a^2 - b^2}{2ab} \sin 2\varphi;$$

deci:

$$\sin\gamma = \frac{\sin^2 2\varphi}{\sqrt{\frac{4a^2b^2}{(a^2 - b^2)^2} + \sin^2 2\varphi}}. \tag{26}$$

Elementul de linie al elipsei de contur este :

$$\delta s = c \sqrt{\frac{a^2}{a^2 - b^2} - \cos^2 \varphi}\, \delta \varphi \qquad (27)$$

Introducînd expresiile (24 ÷ 27) în relaţia (19) se obţine :

$$\overline{C} = \overline{k}\, \frac{\mu_0 H_0^2}{2} \frac{a+b}{a-b} l c^2 I, \qquad (19')$$

unde cu I s-a notat expresia :

$$I = \int_0^{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{b^2}{a^2 - b^2} + \cos^2 \varphi}{\left(\frac{a^2}{a^2 - b^2} - \cos^2 \varphi\right)\left[\frac{4a^2 b^2}{(a^2 - b^2)^2} + \sin^2 2\varphi\right]}}\, \sin 2\varphi \cos^2 (\varphi + \theta) \delta \varphi \qquad (28)$$

Calculul acestei integrale este prezentat în anexă.

Rezultă pentru cuplul electromagnetic expresia :

$$\overline{C} = - \overline{k}\, \pi\, l c^2 \frac{B_0^2}{2\mu_0} \sin 2\theta.$$

Prezintă interes tehnic cazurile în care cîmpul B_0 (t) este un cîmp magnetic învîrtitor sau un cîmp magnetic alternativ.

Cuplul electromagnetic în cîmp magnetic învîrtitor şi în cîmp magnetic alternativ

În cazul cîmpului magnetic „învîrtitor" modulul vectorului $\overline{B}_0$ este constant iar direcţia sa variază uniform cu viteza unghiulară Ω_0. Admiţînd că bara feromagnetică se roteşte în acelaşi sens cu direcţia cîmpului magnetic, cu viteza unghiulară Ω_1, expresia cupluui electromagnetic devine :

$$C_t = \pi l c^2 \frac{B_0^2}{2\mu_0} \sin 2 [(\Omega_0 - \Omega_1) t + \theta_0] \qquad (29)$$

deoarece :

$$\theta = (\Omega_0 - \Omega_1) t + \theta_0$$

în care θ_0 este unghiul dintre direcţia axei mari a elipsei şi direcţia cîmpului $\overline{B}_0$ la momentul iniţial. Valoarea medie a cuplului pe o perioadă a unghiului de rotaţie este :

$$\widetilde{C}_t = \pi l c^2 \frac{B_0^2}{2\mu_0} \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sin 2 [(\Omega_0 - \Omega_1) t + \theta_0]\, dt. \qquad (29')$$

Din condiţia ca această valoare să fie diferită de zero, rezultă relaţia :

$$\Omega_1 = \Omega_0 \qquad (30)$$

deci, dezvoltarea permanentă a cuplului electromagnetic are loc numai în cazul rotaţiei sincrone a barei feromagnetice cu cîmpul. Valoarea medie a cuplului dezvoltat la sincronism este :

$$\widetilde{C}_t = \pi l c^2 \frac{B_0^2}{2\mu_0} \sin 2\theta_0 \qquad (29'')$$

în care unghiul θ_0 este determinat de gradul de încărcare a maşinii.

În cazul cîmpului magnetic alternativ $B_0 = B_{0m} \cos \Omega_0 t$, expresia valorii instantanee a cuplului electromagnetic este :

$$C_p = \pi\, l\, c^2 \frac{B_{0m}^2}{2\mu_0} \cos^2 \Omega_0\, t \sin 2\theta \qquad (31)$$

unde $\theta = \Omega_1\, t + \theta_0$ reprezintă unghiul la un moment dat, între axa mare a elipsei şi axa cîmpului $\overline{B}_0$, iar Ω_1 este viteza unghiulară a barei feromagnetice. Valoarea medie a cuplului electromagnetic pe o perioadă a unghiului de rotaţie este :

$$\widetilde{C}_p = \pi\, l\, c^2 \frac{B_{0m}^2}{2\mu_0} \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \cos^2 \Omega_0\, t \sin 2\,(\Omega_1\, t + \theta_0)\, dt. \qquad (31)$$

Din condiţia ca această valoare să fie diferită de zero, rezultă relaţiile :

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= \Omega_0 \\ \Omega_1 &= -\Omega_0 \end{aligned} \qquad (32)$$

adică, dezvoltarea permanentă a cuplului electromagnetic are loc numai dacă bara se roteşte cu viteza Ω_0 într-un sens sau altul, cuplul mediu dezvoltat la sincronism este :

$$\widetilde{C}_p = \pi\, l\, c^2 \frac{B_{0m}^2}{8\mu_0} \sin 2\ \theta_0 \qquad (31'')$$

în care unghiul θ_0 este determinat de gradul de încărcare a maşinii.

În figura 3 sînt prezentate curbele de variaţie în timp a cuplului electromagnetic C şi a unghiului θ' format de axa mare a elipsei cu axa cîmpului $\overline{B}_0$, orientată însă după sensul momentan al acestuia, pentru cazul cîmpului magnetic învîrtitor şi respectiv alternativ. Se observă că valoarea medie pe o perioadă a unghiului θ' este egală cu θ_0. În diagrama cuplului electromagnetic aria suprafeţei haşurate este proporţională cu energia electrică

convertită în energie mecanică, dacă maşina funcţionează în regim de motor şi este respectiv proporţională cu energia mecanică convertită în energie electromagnetică, dacă maşina funcţionează în regim de generator.

$c^2 = a^2$, adică, bara eliptică degenerează într-o panglică de lăţime 2a.

Trebuie să se precizeze că în stabilirea expresiei (12) nu s-a ţinut seama de fenomenul de saturaţie care, în cazurile reale, este prezent

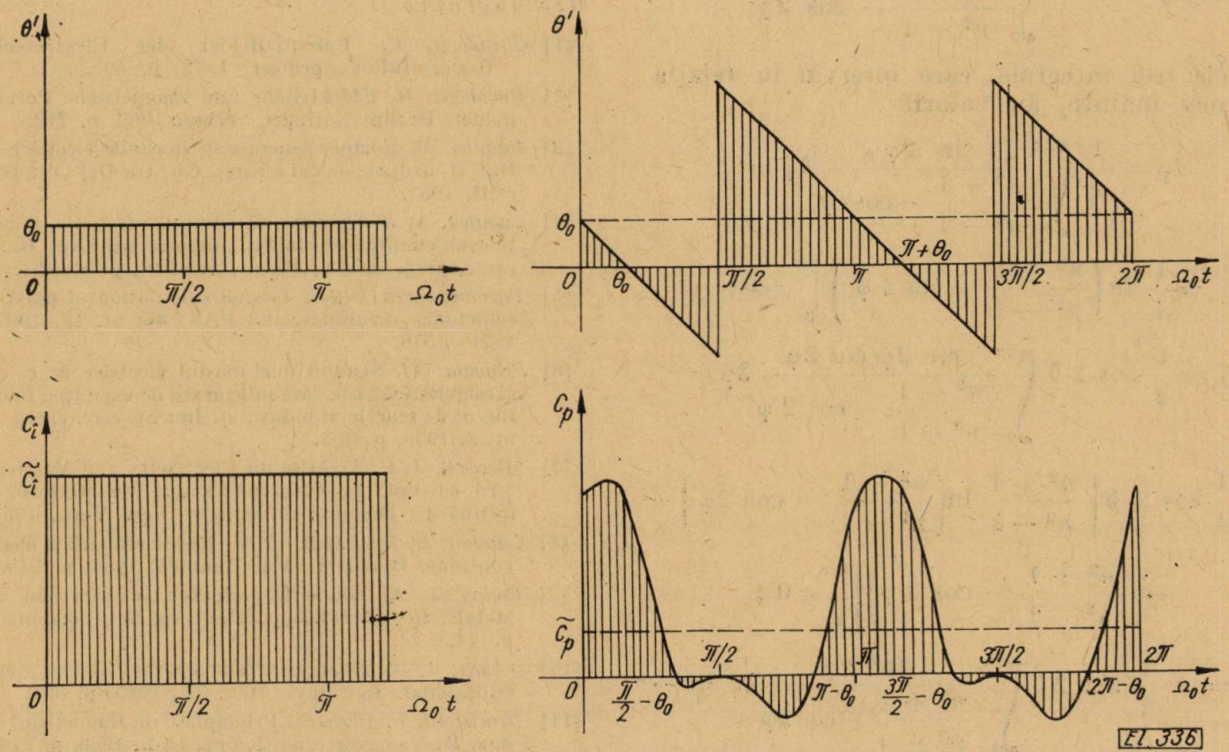


Fig. 3. Variaţia în timp a unghiului θ' şi a cuplului electromagnetic C datorat anizotropiei de formă: *a*—în cimp magnetic învirtitor; *b*—în cimp magnetic alternativ.

Concluzii

Procedeul anizotropiei de formă este unul dintre procedeele de producere a cuplului electromagnetic în maşinile electrice rotative. Acest procedeu stă la baza funcţionării maşinilor electrice cu întrefier neuniform (maşina sincronă reactivă, maşina Fransua).

Modelul fizic idealizat folosit în lucrare pentru aceste tipuri de maşini electrice permite o bună evidenţiere a tuturor considerentelor fizice necesare unei tratări calitative complete în cadrul teoriei cîmpului electromagnetic.

Stabilirea expresiei cuplului electromagnetic pe considerente termodinamice se face într-un mod mult mai simplu şi mai direct decît prin metoda tensiunilor maxwelliene, deci această metodă este recomandabilă pentru o prezentare calitativă sistematică a teoriei maşinilor electrice.

Anizotropia de formă a barei feromagnetice este considerată cantitativ în expresia (12) prin pătratul semidistanţei focale a elipsei. După cum se observă imediat, cuplul electromagnetic de anizotropie este nul cînd $c^2 = a^2 - b^2 = 0$, adică bara eliptică degenerează într-o bară circulară şi este maxim atunci cînd ceea ce limitează aplicarea formulei în scopuri cantitative.

Forma relaţiei (12) se încadrează într-o formă generală a expresiei cuplului electromagnetic şi anume $\overline{C} = \overline{m} \times \overline{B}_0$. În cazul cuplului de anizotropie de formă, momentul magnetic $\overline{m}$ are expresia (scrisă matricial):

$$[m] = V\,[\overline{D}]^{-1}\,[\overline{H}_0]$$

şi reprezintă momentul magnetic temporar dobîndit de bara feromagnetică de formă eliptică de formă eliptică introdusă în cîmpul magnetic $\overline{H}_0$.

ANEXĂ

Calculul expresiei (28)

În urma unor transformări simple, făcînd notaţia $n = \frac{a}{b}$, expresia (28) se scrie:

$$I = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi} \frac{\sin 2\varphi}{\frac{n^2+1}{n^2-1} - \cos 2\varphi}\,\delta\varphi +$$

$$+\frac{1}{2}\cos 2\theta\int_0^{2\pi}\frac{\sin 2\varphi.\cos 2\varphi}{\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi}\delta\varphi-$$

$$-\frac{1}{2}\sin 2\theta\int_0^{2\pi}\frac{\sin^2 2\varphi}{\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi}\delta\varphi.$$

Cele trei integrale, care intervin în relaţia de mai înainte, au valorile:

$$I_1=\frac{1}{2}\int_0^{2\pi}\frac{\sin 2\varphi}{\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi}\delta\varphi=$$

$$=\frac{1}{4}\ln\left(\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi\right)\Bigg|_0^{2\pi}=0;$$

$$I_2=\frac{1}{2}\cos 2\theta\int_0^{2\pi}\frac{\sin 2\varphi\cos 2\varphi}{\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi}\delta\varphi=$$

$$=\frac{1}{4}\cos 2\theta\left[\frac{n^2+1}{n^2-1}\ln\left(\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi\right)-\right.$$

$$\left.-\left(\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi\right)\right]\Bigg|_0^{2\pi}=0;$$

$$I_3=-\frac{1}{2}\sin 2\theta\int_0^{2\pi}\frac{\sin^2 2\varphi}{\frac{n^2+1}{n^2-1}-\cos 2\varphi}\delta\varphi=-$$

$$-\pi\frac{n-1}{n+1}\sin 2\theta,$$

deci, în final, expresia (28) are valoarea:

$$I=I_1+I_2+I_3=-\pi\frac{n-1}{n+1}\sin 2\theta.$$

Bibliografie

[1] *Ollendorff, F.* Potentialfelder der Elektrotechnik Berlin, Iulius Springer, 1932, p. 391.

[2] *Buchholtz, H.* Elecktrische und magnetische Potentialfelder, Berlin, Springer Verlag, 1957, p. 712.

[3] *Răduleţ, R.* Forţele generale în maşinile electrice. În: Bul. şt. al Inst, de căi ferate „Gh. Gh-Dej" din Bucureşti, 1957.

[4] *Ţugulea, A.* şi *Flueraşu, C.* Cîmpul magnetic, reactanţele şi cîmplul maşinilor sincrone reactive. În: St. cerc. energ. electr., **16**, nr. 1, 1966, p. 33—54.

[5] *Parameswaren Pillai.* Torque calculation of polyphase reluctance machines. În: PAS, **86**, nr. 12, 1967, p. 1571—1579.

[6] *Fransua, Al.* Studiul unei maşini electrice de c. c. cu caracteristică serie, fără înfăşurare de excitaţie, folosind fluxul de reacţie al indusului. În: St. cerc. energ., **VI**, nr. 3, 1956, p. 363.

[7] *Maxwell, J. C.* Treatise on Electricity and Magnetism, 3 rd. ed. Vol. II p. 66, Oxford Univ. Press, Oxford, 1891 (retipărit: Dover Publications, New York, 1954).

[8] *Landau, L. D.*, Lifşiţ, E. M. Electrodinamica mediilor continue, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1968, p. 543.

[9] *Ewing, L. A.* Magnetic Inducton in Iron and other Metals. În: Electrician Publishing Co., London, 1900 p. 24.

[10] *Osborn, J. A.* Demagnetizînd Factors of the General Ellipsoidal. In: Phys. Rev. 67, 1945, p. 351.

[11] *Brailsford, F.* Physical Principles of Magnetism, London, D. Van Nostrand Compt. Ltd., 1966, p. 274.

[12] *Morrish, H. A.* The Physical Principles of Magnetism, New York John Willey & Sons Inc., 1965, p. 680.

Intrat în redacţie la 5.I.1970

Un model matematic al maşinii sincrone pentru calculator analogic

FLORIN STĂNCIULESCU, DAN FLORESCU ŞI RADU GHIONE—Bucureşti *

CZ 621.313.322.012.8: 681.332.64

O dată cu creşterea complexităţii sistemelor electroenergetice ca urmare a nevoilor mereu crescînde ale economiei naţionale, se face din ce în ce mai simţită nevoia de a prezice comportarea sistemelor cu mai multă acurateţe [1] —[4], [8]. Prezintă interes în cel mai înalt grad predeterminarea răspunsurilor tranzitorii şi calculul parametrilor hidro şi turbogeneratoarelor pentru diferite regiumuri dinamice cum ar fi: scurt-circuit trifazat instantaneu la bornele generatorului; funcţionarea în asincron; conectarea şi deconectarea bruscă a unor sarcini combinate (active şi reactive),

Deşi problema prezintă un interes major, datorită dificultăţilor de ordin matematic şi tehnic, ea nu a putut fi rezolvată satisfăcător înainte de apariţia calculatorului electronic [6], [7]. În prezent dispunem în ţară de calculatoare electronice, atît digitale cît şi analogice, capabile de a furniza soluţia inginerească a problemei.

* Ing. *F. Stănciulescu* este şef de laborator la I.C.P.E., iar Ing. *D. Florescu* şi ing. *R. Ghione* sînt ingineri analişti la acelaşi institut.

În lucrarea de față se prezintă un model matematic al mașinii sincrone conectată la receptoare de tip impedanță pentru calculatorul analogic, în vederea predeterminării parametrilor dinamici ai mașinii. Pe de altă parte, cu ajutorul acestui model matematic rezultă așa cum vom arăta și expresii analitice utile pentru calculul constantelor de timp și factorului de amplificare al mașinii sincrone, mărmi care prezintă o deosebită importanță teoretică și practică. Prin particularizarea modelului matematic se obține parametrii de regim staționar ai mașinii.

Modelul matematic al mașinii sincrone

1. *Regimul dinamic.* Pentru studiul regimului dinamic al mașinii sincrone a fost propusă pînă în prezent o mare varietate de modele matematice [6], [7], [9]. Examinînd critic aceste modele putem conclude că procesele dinamice din mașina sincronă conectată la receptoare de tip impedanță pot fi descrise de următorul model matematic sintetic:

$$u_d = p\psi_d - ri_d - \omega\ \psi_q \tag{1}$$

$$u_q = p\ \psi_q - r\ i_q + \omega\ \psi_d \tag{2}$$

$$\psi_d = \frac{L_{ae}}{r_e} G(p)\ u_e - L_d(p)\ i_d \tag{3}$$

$$\psi_q = -\ L_q(p) i_q \tag{4}$$

$$u_d = L_s\, p\, i_d + r_s\, i_d - \omega\, L_s\, i_q \tag{5}$$

$$u_q = L_s\, p\, i_q + r_s\, i_q + \omega\, L_s\, i_d \tag{6}$$

$$u = (u_d + u_q)^{\frac{1}{2}} \tag{7}$$

$$i = (i_d + i_q)^{\frac{1}{2}} \tag{8}$$

$$\psi = (\psi_d + \psi_q)^{\frac{1}{2}} \tag{9}$$

$$M_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \tag{10}$$

$$Jp^2\delta = M_t - M_e \tag{11}$$

$$P = u_d i_d + u_q i_q \tag{12}$$

$$Q = u_q i_d - u_d i_q\,. \tag{13}$$

În scrierea sistemului de ecuații a fost utilizat operatorul $p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$.

În aceste ecuații $G(p)$, $L_d(p)$ și $L_q(p)$ au următoarele expresii operaționale:

$$\frac{L_{ae}}{r_e} G(p) =$$

$$= \frac{r_{kd} L_{ae} + p\,(L_{kkd} L_{ae} - L_{akd} L_{ekd})}{r_{kd} r_e + p\,(r_{kd} L_{ee} + r_e L_{kkd}) + p^2\,(L_{kkd} L_{ee} - L_{ekd})^2} =$$

$$\frac{L_{ae}}{r_e} \cdot \frac{1 + pT''_d}{1 + p\,T + p^2\,T_e\,T'_d} \tag{14}$$

$$\text{cu: } \frac{L_{ee}}{r_e} = T_e;\ \frac{L_{kkd}}{r_{kd}} = T_d;\ \frac{L_{kkd}}{r_{kd}}\left(1 - \frac{L^2_{ekd}}{L_{kkd} L_{ee}}\right) =$$

$$= T_d(1 - \mu'_d) = T'_d;\ \frac{L_{kkd}}{r_{kd}}\left((1 - \frac{L_{akd} L_{ekd}}{L_{ae} L_{kkd}}\right) =$$

$$= T_d\,(1 - \mu''_d) = T''_d \text{ și } T_e + T_d = T;$$

$$\boxed{L_d(p) = L_d - \frac{p\,(r_e L^2_{akd} + r_{kd} L^2_{ae}) + p^2\,(L_{kkd} L^2_{ae} - Z\, L_{ekd} L_{ae} L_{akd} + L_{ee} L^2_{akd})}{r_{kd} r_e + p\,(r_{kd} L_{ee} + r_e L_{kkd}) + p^2\,(L_{kkd} L_{ee} - L^2_{ekd})} = \frac{1 + pT' + p^2\,T^2_{ed}}{1 + pT + p^2\,T_e\,T'_d} L_d} \tag{15}$$

$$\text{cu: } \frac{L_{ee}}{r_{ee}}\left(1 - \frac{L^2_{ae}}{L_d L_{ee}}\right) = T_e(1 - \mu'_e) = T'_e;$$

$$\frac{L_{kkd}}{r_{kd}}\left(1 - \frac{L^2_{akd}}{L_d L_{kkd}}\right) = T_d(1 - \mu'''_d) = T'''_d;$$

$$\frac{L_{ee}}{r_e} \cdot \frac{L_{kkd}}{r_{kd}}\left(1 - \frac{L^2_{ekd}}{L_{ee} L_{kkd}} - \frac{L^2_{ae}}{L_d L_{ee}} - \frac{L^2_{akd}}{L_d L_{kkd}} + \right.$$

$$\left. + 2\,\frac{L_{ekd} L_{ae} L_{akd}}{L_d L_{ee} L_{kkd}}\right) = T_e\, T_d\,(1 - \mu'_d - \mu'_e - \mu'''_d +$$

$$+ 2\,\mu) = T^2_{ed} \text{ și } T'_e + T'''_d = T - \mu'_e\, T_e -$$

$$- \mu'''_d\, T_d = T',$$

$$L_q(p) = L_q - \frac{p\, L^2_{akq}}{r_{kj} + p\, L_{kkq}} = \frac{1 + p\,T'_q}{1 + p\,T_q} L_q \tag{16}$$

$$\text{cu: } \frac{L_{kkq}}{r_{kq}} = T_q \text{ și } \frac{L_{kkq}}{r_{kq}}\left(1 - \frac{L_{akq}}{L_{kkq}}\right) = T_q(1 - \mu'_q) = T'_q.$$

Eliminînd Ψ_d și Ψ_q, prin introducerea ecuațiilor (3) și (4) în (1) și (2) și eliminînd apoi u_d între (1) și (5) și u_q între (2) și (6) se obține următorul sistem:

$$\{p[L_d(p) + L_s] + (r + r_s)\}\, i_d - \omega[L_q(p) +$$

$$+ L_s]\, i_q = p\,\frac{L_{ae}}{r_e} G(p)\ \mu_e \tag{17}$$

$$\omega[L_d(p) + L_s]\, i_d + \{p[L_q(p) + L_s] + (r + r_s)\}\, i_q =$$

$$= \omega\,\frac{L_{ae}}{r_e} G(p)\ u_e. \tag{18}$$

Determinantul sistemului este:

$$\Delta = (p^2 + \omega^2)\,[L_d(p) + L_s]\,[L_q(p) + L_s] +$$

$$+ p\,(r + r_s)\,[L_d(p) + L_q(p) + 2L_s] + (r + r_s)^2 =$$

$$= (p^2 + \omega^2)\left(\frac{1 + pT' + p^2 T^2_{ed}}{1 + pT + p^2 T_e T'_d} L_d + L_s\right).$$

$$\cdot\left(\frac{1+pT'_q}{1+pT_q}L_q+L_s\right)+p(r+r_s)\cdot$$

$$\cdot\left(\frac{1+pT'+p^2T''_{ed}}{1+pT+p^2T_eT'_d}L_d+\frac{1+pT'_q}{1+pT}L_q+2L_s\right)+$$

$$+(r+r_s^2). \qquad (19)$$

Soluțiile se pot scrie: $i_d=\frac{\Delta_1}{\Delta}$, $i_q=\frac{\Delta_2}{\Delta}$, unde:

$$\Delta_1=\{(p^2+\omega^2)[L_q(p)+L_s]+p(r+r_s)\}\cdot$$

$$\cdot\frac{L_{ae}}{r_e}G(p)\,u_e=\left\{(p^2+\omega^2)\left[\frac{1+pT'_q}{1+pT_q}L_q+L_s\right]+\right.$$

$$\left.+p(r+r_s)\right\}\frac{L_{ae}}{r_e}\cdot\frac{1+pT''_d}{1+pT+p^2T_eT'_d}u_e \qquad (20)$$

și

$$\Delta_2=\omega(r+r_s)\frac{L_{ae}}{r_e}\frac{1+pT''_d}{1+pT+p^2T_eT'_d}u_e. \qquad (21)$$

Comportarea dinamică a mărimilor i_d, i_q, u_d, u_q, este determinată de localizarea polilor, care sînt rădăcinile ecuației caracteristice de gradul 5. Studiul analitic riguros întîmpină deci serioase dificultăți legate de gradul ecuației caracteristice, mai ales că gradul crește la 6 pentru 2 înfășurări de amortizare în axa longitudinală și una în axa transversală, la 7 pentru 2 înfășurări de amortizare în axa longitudinală și 2 în axa transversală etc.

Pentru o singură înfășurare de amortizare în axa longitudinală se obține pentru u_d, u_q, i_d, i_q, următoarele expresii de regim dinamic:

$$u_d=\frac{b_4p^4+b_3p^3+b_2p^2+b_1p+b_0}{a_4p^4+a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0}\cdot\frac{L_{ae}}{r_e}u_e \qquad (22)$$

$$u_q=\frac{c_3p^3+c_2p^2+c_1p+c_0}{a_4p^4+a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0}\cdot\frac{L_{ae}}{r_e}u_e \qquad (23)$$

$$i_d=\frac{d_3p^3+d_2p^2+d_1p+d_0}{a_4p^4+a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0}\cdot\frac{L_{ae}}{r_e}u_e \qquad (24)$$

$$i_q=\frac{e_1p+e_0}{a_4p^4+a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0}\cdot\frac{L_{ae}}{r_e}u_e. \qquad (25)$$

Ecuația caracteristică este de gradul patru:

$$a_4p^4+a_3p^3+a_2p^2+a_1p+a_0=0 \qquad (26)$$

cu:

$$a_4=(L_q+L_s)(L_dT''_{ed}+L_sT_eT'_d);$$

$$a_3=(L_q+L_s)(L_dT'+L_sT)+$$

$$+(r+r_s)[L_dT''_{ed}+(L_q+2L_s)T_eT'_d];$$

$$a_2=(L_q+L_s)(L_d+L_s)+$$

$$+\omega^2(L_q+L_s)(L_dT''_{ed}+L_sT_eT'_d)+(r+r_s)\cdot$$

$$\cdot[L_dT'+T(L_q+2L_s)+T_eT'_d(r+r_s)^2];$$

$$a_1=\omega^2(L_q+L_s)(L_dT'+L_sT)+$$

$$+(r+r_s)(L_d+L_q+2L_s)+T(r+r_s)^2;$$

$$a_0=\omega^2(L_d+L_s)(L_q+L_s)+(r+r_s)^2.$$

Coeficienții d_i și e_i pot fi calculați din formulele (20) și (21) iar coeficienții b_i și c_i din formulele (5) și (6).

Pentru forme de variație cunoscute ale lui u_e (de exemplu variație treaptă), se pot determina din (22) — (25) $u_d(t)$, $u_q(t)$, $i_d(t)$, $i_q(t)$.

2. Regimul staționar. Din ecuațiile (22) — (25), pentru $p\to 0$, rezultă:

$$u_d=\frac{r_s(x_q+x_s)-x_s(r+r_s)}{(r+r_s)^2+(x_d+x_s)(x_q+x_s)}\cdot\frac{x_{ae}}{r_e}\cdot u_e \qquad (27)$$

$$u_q=\frac{r_s(r+r_s)+x_s(x_q+x_s)}{(r+r_s)^2+(x_d+x_s)(x_q+x_s)}\cdot\frac{x_{ae}}{r_e}\cdot u_e \qquad (28)$$

$$i_d=\frac{x_q+x_s}{(r+r_s)^2+(x_d+x_s)(x_q+x_s)}\cdot\frac{x_{ae}}{r_e}\cdot u_e \qquad (29)$$

$$i_q=\frac{r+r_s}{(r+r_s)^2+(x_d+x_s)(x_q+x_s)}\cdot\frac{x_{ae}}{r_e}\cdot u_e. \qquad (30)$$

Din ecuațiile (3) și (4) în care s-a făcut $p\to 0$, obținem:

$$\Psi_d=\frac{(r+r_s)^2+x_s(x_q+x_s)}{(r+r_s)^2+(x_d+x_s)(x_q+x_s)}\cdot\frac{1}{\omega}\cdot\frac{x_{ae}}{r_e}u_e \qquad (31)$$

$$\Psi_q=\frac{-x_q(r+r_s)}{(r+r_s)^2+(x_d+x_s)(x_q+x_s)}\cdot\frac{1}{\omega}\cdot\frac{x_{ae}}{r_e}u_e. \qquad (32)$$

Relațiile (27) — (32) permit calculul rapid al mărimilor de regim staționar al mașinii sincrone pentru diferite tensiuni de excitație în funcție de parametrii mașinii și de structura sarcinii.

Menționăm că relațiile (27)—(32) se găsesc deduse în literatură din ecuațiile regimului staționar.

Constanta de timp și factorul de amplificare al mașinii sincrone

Utilizînd definiția constantei de timp fundamentată în [5], putem determina timpii de stabilire ai mărimilor u_d, u_q, i_d, i_q și anume:

$$T_{u_d} = \frac{a_1}{a_0} - \frac{b_1}{b_0}$$

$$T_{u_q} = \frac{a_1}{a_0} - \frac{c_1}{c_0} \qquad (33)$$

$$T_{i_d} = \frac{a_1}{a_0} - \frac{d_1}{d_0}$$

$$T_{i_q} = \frac{a_1}{a_0} - \frac{e_1}{e_0}$$

Utilizînde xpresiile lui a_1 a_0,... e_1, e_0, rezultă

$$\frac{a_1}{a_0} = \frac{T[\omega^2(L_d+L_s)(L_q+L_s)+(r+r_s)^2]-\omega^2L_d(L_q+L_s)(\mu_e'T_e+\mu_d'''T_d)+(r+r_s)(L_d+L_q+2L_s)}{\omega^2(L_d+L_s)(L_q+L_s)+(r+r_s)^2} =$$

$$= T - \frac{\omega^2L_d(L_q+L_s)(\mu_e'T_e+\mu_d'''T_d)-(r+r_s)(L_d+L_q+2L_s)}{\omega^2(L_d+L_s)(L_q+L_s)+(r+r_s)^2} = T - T_a;$$

$$\frac{b_1}{b_0} = \frac{T_d''[r_s\omega^2(L_q+L_s)-L_s\omega^2(r+r_s)]+\omega^2L_s(L_q+L_s)+r_s(r+r_s)}{r_s\omega^2(L_q+L_s)-L_s\omega^2(r+r_s)} =$$

$$= T_a'' + \frac{\omega^2L_s(L_q+L_s)+r_s(r+r_s)}{r_s\omega^2(L_q+L_s)-L_s\omega^2(r+r_s)}$$

$$\frac{c_1}{c_0} = \frac{T_d''[r_s(r+r_s)+\omega^2L_s(L_q+L_s)]+2\omega L_s(r+r_s)]}{r_s(r+r_s)+\omega^2L_s(L_q+L_s)} = T_d'' + \frac{2L_s(r+r_s)}{r_s(r+r_s)+\omega^2L_s(L_q+L_s)};$$

$$\frac{d_1}{d_0} = \frac{T_d''\omega^2(L_q+L_s+r+r_s}{\omega^2(L_q+L_s} = T_d'' + \frac{r+r_s}{\omega^2(L_q+L_s)};$$

$$\frac{e_1}{e_0} = T_d''.$$

Se observă că expresiile (33) pot fi scrise:

$$T_{u,i} = T_e + T_d - T_a - T_d + \mu_d''T_d - \overline{T}_{u,i} =$$

$$= T_e - T_a + \mu_d''T_d - \overline{T}_{u,i} \qquad (34)$$

în care $\overline{T}_{u,i}$ e o constantă de timp de corecție, care variază de la caz la caz.

Se observă, după cum era de așteptat, că timpul de stabilire al mărimilor u_d, u_q, și i_d, i_q, este influențat în principal de constanta de timp a înfășurării de excitație (T_e).

Din relațiile (7), (27), și (28) se deduce expresia factorului de amplificare în regim staționar:

$$K = \frac{u}{u_e} = \frac{(r_s^2+x_s^2)^{\frac{1}{2}}(R^2+X''^2)^{\frac{1}{2}}}{R^2+X'X''} \cdot \frac{x_{ae}}{r_e}, \qquad (35)$$

unde:

$$R = r + r_s;$$

$$X' = x_d + x_s;$$

$$X'' = x_q + x_s.$$

Relația (35) se mai poate scrie:

$$\frac{u}{u_e} = \frac{Z \cdot Z_s}{R^2+X'X''} \cdot \frac{x_{ae}}{r_e} \qquad (35')$$

dacă notăm: $Z^2 = R^2 + X''^2$ și $Z_s^2 = r_s^2 + x_s^2$.

Transpunerea modelului matematic pe calculator analogic

Pe calculatorul analogic se modelează ecuațiile (1)—(13), ținînd seamă că studiul concret se face pentru un generator sincron cu o înfășurare de amortizare în axa longitudinală Ecuația (4) devine:

$$\Psi_q = -L_q i_q. \qquad (4')$$

Studiul regimului dinamic al mașinii sincrone s-a realizat pe un calculator analogic tip MEDA 81—T (RSC), tranzistorizat, avînd următoarele caracteristici principale:

— tensiune de referință $\pm$ 10 V;
— 80 amplificatoare operaționale (24 integratoare + 56 sumatoare-inversoare);
— 72 potențiometre;
— gama de prescriere a coeficienților 0—50;
— blocuri neliniare cu diode ce realizează funcțiile xy, x^2, x^3, $\sqrt{x}$.

Deoarece în ecuațiile (3), (5) și (6) apar coeficienți mai mari decît 60, este necesară schimbarea scării de timp. Relația de transformare este:

$$\tau = \alpha t \qquad (36)$$

unde τ este timpul pe calculator. Ținînd seama de (36) se poate scrie:

$$\frac{d^n}{dt^n} = \alpha^n \frac{d^n}{d\tau^n}. \tag{37}$$

Pentru modelarea pe calculator analogic a fost de asemenea necesară o schimbare de amplitutdini în raportul 1 : 1000.

Modelul pentru calculator analogic este următorul:

$$u_d = \alpha p \Psi_d - r i_d - \omega \Psi_q \tag{38}$$

$$u_q = \alpha p \Psi_q - r i_q + \omega \Psi_d \tag{39}$$

$$\Psi_d = k_6 \frac{k_5 + p}{k_2 + k_1 p + p^2} u_e - k_7 \frac{k_4 + k_3 p + p^2}{k_2 + k_1 p + p^2} i_d \tag{40}$$

cu:

$$k_1 = \frac{T}{\alpha T_e T'_d}; \quad k_2 = \frac{1}{\alpha^2 T_e T'_d}; \quad k_3 = \frac{T'}{\alpha T^2_{ed}};$$

$$k_4 = \frac{1}{\alpha^2 T^2_{ed}}; \quad k_5 = \frac{1}{\alpha T''_d}; \quad k_6 = \frac{L_{ae}}{r_e} \frac{T''_d}{\alpha T_e T'_d};$$

$$k_7 = L_d \frac{T^2_{ed}}{T_e T'_d},$$

$$\Psi_q = - L_q i_q \tag{41}$$

$$s i_d = \frac{1}{\alpha L_s} u_d - \frac{r_s}{\alpha L_s} i_d + \frac{\omega}{\alpha} i_q \tag{42}$$

$$s i_q = \frac{1}{\alpha L_s} u_q - \frac{r_s}{\alpha L_s} i_q - \frac{\omega}{\alpha} i_d. \tag{43}$$

Schema care ilustrează programarea pe calculatorul analogic a modelului este prezentată în figura 1. Simbolurile utilizate sînt cele obișnuite în literatura de specialitate.

Compararea rezultatelor de calcul analitic și analogic

Rezultatele de calcul care sînt prezentate în acest capitol au fost obținute pentru hidrogeneratorul de 9,5 MVA (UCMR). Acesta prezintă o înfășurare de amortizare în axa longitudinală.

Ecuația caracteristică (26) este:

$$0{,}0000586\, p^4 + 0{,}0301524\, p^3 + 9{,}7369\, p^2 + 107{,}5962\, p + 35{,}7242 = 0,$$

cu rădăcinile:

$$p_1 = -0{,}34263; \quad p_2 = -11{,}092;$$

$$p_3 = -251{,}56 + j\,311{,}64;$$

$$p_4 = -251{,}56 - j\,311{,}64.$$

Distribuția polilor indică un pol dominant real p_1 plasat în imediata apropiere a originii, un pol real p_2 cu influență redusă și o pereche de poli complex conjugați a căror influență poate fi practic neglijată.

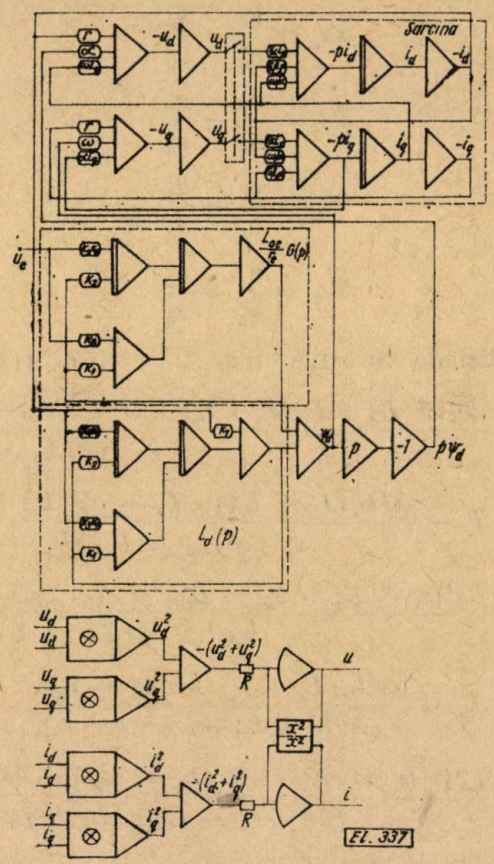


Fig. 1. Schema de programare pe calculator analogic a modelului matematic al mașinii sincrone.

Utilizarea formulelor (27) — (32) conduce, pentru sarcină nominală, la următoarele valori, verificate și pe calculatorul analogic:

$$u_d = 598\ \text{V}, \quad u_q = 2158\ \text{V}, \quad i_d = 395\ \text{A},$$

$$i_q = 364\ \text{A}, \quad \Psi_d = 6{,}89\ \text{V.s}, \quad \Psi_q = 1{,}93\ \text{V.s}.$$

pentru $u_e = 100$ V.

Dependența, calculată cu ajutorul formulelor (33), dintre constanta de timp și variația sarcinii este prezentată în figura 2, alături de curba care indică aceeași dependență, dar care a fost ridicată pe baza rezultatelor de pe calculatorul analogic. Reiese clar, că încercarea de modelare simplificată a mașinii sincrone, adoptînd o constantă de timp globală, propusă de unii autori [10], este valabilă numai cu anumite restricții, în limite relativ restrînse.

Aceeași concluzie, privind însă factorul de amplificare, reiese din figura 3. Ținînd seama

și de plaja largă de variație a factorului de amplificare cu sarcina, rezultă că un model care adoptă un factor de amplificare constant, este neadecvat. Astfel în cazul concret studiat de noi, pentru hidrogeneratorul de 9,5 MVA,

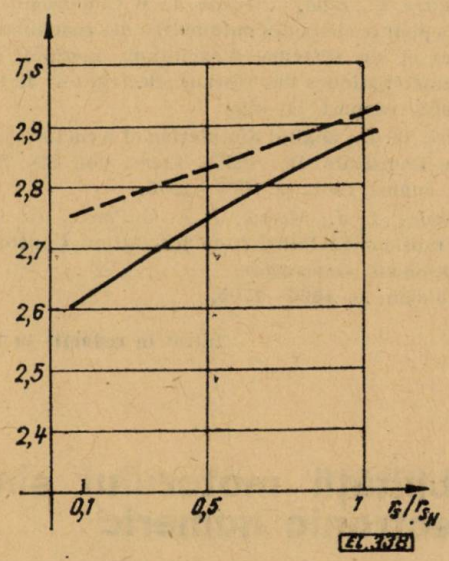


Fig. 2. Dependența dintre constanta de timp și variația sarcinii :
– – – – – – calculat analitic; _____ modelat.

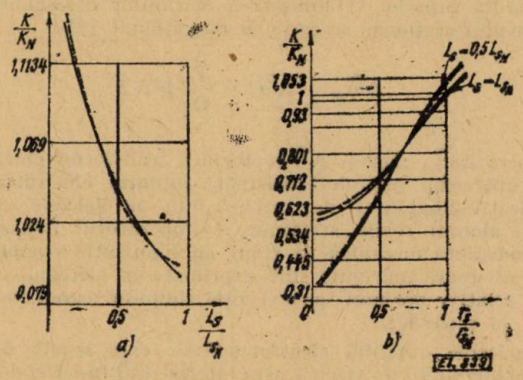


Fig. 3. Dependența dintre factorul de amplificare și variația sarcinii :
a – pentru sarcină activă constantă ($r_s = r_{sN}$); *b* – pentru sarcina reactivă constantă ($L_s = 0,5\ L_{sN}$, $L_s = L_{sN}$).
– – – – – – calculat analitic; _____ modelat.

pentru o variație a sarcinii active în limitele 0–100%, a rezultat o variație a factorului de amplificare cu 90%.

Concluzii

– Pentru studiul cu ajutorul calculatorului analogic al proceselor dinamice care au loc în mașina sincronă, conectată la receptoare tip impedanță este necesar și suficient modelul matematic sintetic descris de ecuațiile (1)–(13).

– Pentru o mașină sincronă cu o singură înfășurare de amortizare în axa longitudinală comportarea dinamică a mărimilor u_d, u_q, i_d, i_q, este determinată de localizarea polilor (care sînt rădăcinile unei ecuații de grad 4). În cazul concret al hidrogeneratorului de 9,5 MVA se constată influența predominantă a unuia dintre cei 4 poli.

– Pe baza relațiilor (27) – (32) este posibilă efectuarea unui calcul rapid al mărimilor de regim staționar ale mașinii sincrone la variații date ale tensiunii de excitație și sarcinii.

– Timpul de stabilire al mărimilor u_d, u_q, i_d, i_q, este influențat în principal de constanta de timp a înfășurării de excitație (T_e). Aceasta justifică de ce în anumite situații este posibil să se ia în considerare o constantă de timp medie, globală a mașinii sincrone.

Într-un calcul mai exact este însă recomandabil să se țină seama de modul de variație al constantei de timp cu sarcina.

– Adoptarea unui factor de amplificare mediu, constant al mașinii sincrone conectată la receptoare tip impedanță nu este justificată, investigațiile efectuate arătînd o variație de aproape 100% a sa pentru variații ale sarcinii de la gol pînă la sarcina nominală.

LISTA SIMBOLURILOR

u	– tensiunea statorică instantanee, V
i	– curentul statoric instantaneu, A
ω	– viteza unghiulară, rad/s
r	– rezistența activă a fiecărei faze, presupunînd că este aceeași, Ω
u_e	– tensiunea instantanee la bornele înfășurării de excitație, V
Ψ_e	– fluxul înfășurării de excitație, V. s.
r_e	– rezistența proprie a înfășurării de excitație, Ω
i_e	– valoarea instantanee a curentului în înfășurarea de excitație, A
L_{ee}	– inductanța proprie a înfășurării de excitație, H
L_{ae}	– inductanța mutuală între stator și înfășurarea de excitație, în axa directă, H
L_{ekd}	– inductanța mutuală între înfășurarea de excitație și înfășurarea de amortizare din axa *d*, H
i_{kd}	– valoarea instantanee a curentului în înfășurarea de amortizare din axa *d*, *A*
Ψ_{kd}	– fluxul înfășurării de amortizare din axa *d*, *Vs*
r_{kd}	– rezistența proprie a înfășurării de amortizare din axa *d*, Ω.
L_{akd}	– inductanța mutuală între stator și înfășurarea de amortizare din axa *d*, H
L_{kkd}	– inductanța proprie a înfășurării de amortizare din axa *d*, H
i_d	– componenta din axa *d* a curentului statoric, A.
i_q	– componenta din axa *q* a curentului statoric, A
i_{kq}	– valoarea instantanee a curentului în înfășurarea de amortizare din axa *q*, A
ψ_{kq}	– fluxul înfășurării de amortizare din axa *q*, Vs
r_{kq}	– rezistența proprie a înfășurării de amortizare din axa *q*, Ω
L_{akq}	– inductanța mutuală între stator și înfășurarea de amortizare din axa *q*, H
L_{kkq}	– inductanța proprie a înfășurării de amortizare din axa *q*, H
u_d	– componenta din axa *d* a tensiunii statorice V
u_q	– componenta din axa *q* a tensiunii statorice, V,
Ψ_d	– componenta din axa *d* a fluxului statoric, V. s
Ψ_q	– componenta din axa *q* a fluxului statoric, V. s
L_d	– inductanța axei *d*, H
L_q	– inductanța axei *d*, H
x_d	– reactanța axei *d*, Ω.

x_q — reactanța axei a, Ω
P — puterea activă, instantanee la borne, w
Q — puterea reactivă la borne, var
M_e — momentul electric, J
M_i — momentul de intrare la rotor, J
δ — unghiul rotorului
r_s — rezistența activă a sarcinii, Ω
L_s — inductanța activă a sarcinii, H

Bibliografie

[1] *Park, R. H.*, Two-Reaction Theory of Synchronous Machines-Generalized Method of Analysis — Part. I. In: Trans. AIEE, v. **48**, 1929, p. 716—727.

[2] *Richter, R.*, Elektrische Maschinen. 2 Bd. Basel-Stuttgart, Verlag Birkhäuser, 1963.

[3] *Concordia, C.*, Synchronous Machines. Theory and Performance. New York, J. Wiley & Sons, 1951.

[4] *Laible, Th*, Die Theorie der Sinchronmaschine im nichtstationären Betrieb. Berlin, Springer Verlag, 1952,

[5] *Avramescu, A., Leon M.* Noi criterii pentru caracterizarea comportării la transfer a sistemelor automate. In: Probleme de automatizare III, București, Ed. Academiei, 1961, p. 5—24.

[6] *Alfred, A. S.*, Electronic analogue computer simulation of multimachine power-system networks. În: Proc. IEE, 1962, p. 195.

[7] *Shackshaft, G.* A general purpose turbo-alternator model. În: Proc., IEE, 1963, nr. 4, p. 703.

[8] *Apetrei, C., Bălă, C., Groza, L.* și *Cantaragiu, G.* Critères pour le choix des paramètres des machines synchrones et du système d'excitation compte tenu des caractéristiques des réseaux électriques. În: CIGRÉ, 1968, rapport 11—08.

[9] *Olive, W. D.*, Digital Simulation of Synchronous Machine Transients. In: IEEE Trans. vol. PA. S—87, nr. 8, august 1968, p. 1669—1675.

[10] *Dineley, L. J., Morris, J. A.* și *Preece, C.* Optimized Transient Stability from Excitation Control of Synchronous Generators. Ibidem, p. 1696—1705.

Intrat în redacție la 15. I. 1970

Program pentru calculul limitei stabilității motorului sincron la frecvențe joase cu calculatorul electronic numeric

EMIL MICU* — Brașov

CZ 621.313.323.016.35:681.322

În acționările cu motoare sincrone alimentate de invertoare statice cu tiristoare, la frecvențe joase, motorul poate intra într-un regim de oscilații staționare ale rotorului, caracterizate prin oscilația unghiului de sarcină în jurul unei anumite valori și prin oscilații ale curenților, puterii și cuplului electromagnetic [1], [2].

Se pune problema determinării limitei regimurilor de funcționare în care motorul sincron devine instabil, luînd în considerare mărimile perturbatoare care intervin: cuplul rezistent la arbore, frecvența, tensiunea de alimentare și curentul de excitație.

Prin liniarizarea ecuațiilor mașinii sincrone din teoria celor două axe, în jurul unui regim staționar, se pot calcula funcțiile de transfer ale motorului, luînd ca mărimi de intrare abaterile mărimilor perturbatoare, iar ca mărimi de ieșire, abaterile unghiului de sarcină, față de valoarile aferente regimului staționar considerat. Aceste funcții de transfer permit analizarea stabilității motorului prin aplicarea criteriului Nyquist, întrucît criteriul lui Routh-Hurwitz este inaplicabil din cauza gradului mare al ecuației caracteristice (grad egal cu 7, la motorul cu înfășurări de amortizare). Criteriul lui Nyquist a mai fost aplicat de unii autori și în analizarea stabilității generatoarelor sincrone din sistemele energetice interconectate [3].

Calculatoarele electronice numerice permit determinarea rapidă a limitei stabilității, precum și analizarea influenței diferiților parametri (tensiune de alimentare, curent de excitație, moment de inerție etc.) asupra acestei limite. Programul pentru determinarea automată a limitei stabilității și analizarea acestei limite, în cazul în care mărimea perturbatoare este cuplul rezistent la arbore, fac obiectul acestei lucrări.

Schema structurală a motorului sincron

Ecuația mișcării, liniarizată prin dezvoltarea în serie Taylor cu neglijarea termenilor care conțin derivate parțiale de ordin superior și eliminarea mărimilor corespunzătoare regimului staționar se scrie în operațional [2]:

$$\Delta\tilde{m}_m = \Delta\tilde{m}_e - \frac{T_m}{\omega_n^2} p^2 \Delta\tilde{\delta} \qquad (1)$$

în care $\Delta\tilde{m}_m$, $\Delta\tilde{m}_e$ și $\Delta\tilde{\delta}$ reprezintă transformatele Laplace ale abaterilor cuplului rezistent, cuplului electromagnetic respectiv unghiului de sarcină față de valorile aferente unui anumit regim staționar, p — operatorul Laplace, T_m — constanta mecanică, de timp, ω_n — pulsația nominală (în lucrare toate mărimile sînt exprimate în sistemul de unități relative per-unit, cu excepția timpului care este exprimat în secunde).

Abaterea cuplului electromagnetic este legată de abaterea unghiului de sarcină prin intermediul funcției de transfer $G(p)$:

$$G(p) = \frac{\Delta\tilde{m}_e}{\Delta\tilde{\delta}} = \frac{(V_1Z_4 - V_2Z_2)\ V_3 + (V_2Z_1 - V_1Z_3)\ V_4}{Z_1Z_4 - Z_2Z_3} \qquad (2)$$

(factorii $V_1 - V_4$, $Z_1 - Z_4$ sînt dați în anexa 1).

Ecuația (1) împreună cu funcția de transfer (2) sugerează schema bloc a unui circuit închis din figura 1.

Funcția de transfer a circuitului deschis se scrie:

$$F(p) = \frac{\omega_n^2 G(p)}{T_m \quad p^2}. \qquad (3)$$

În conformitate cu criteriul de stabilitate al lui Nyquist, sistemul închis este stabil dacă hodograful funcție de transfer a circuitului deschis pentru $p = j\nu$, cu ν variind de la $-\infty$ la $+\infty$, nu înconjoară punctul $(-1,0)$, dacă funcția nu are poli cu părți reale pozitive, cum este cazul considerat [2]. În cazul motorului studiat, la $f = 0{,}45$, $T_m = 57{,}1$ și $m_{e0} = 1{,}17$ (per-unit) motorul este instabil, (fig. 2 curba *a*) iar la $f = 0{,}45$, $T_m = 57{,}1$ și $m_{e0} = 1{,}35$ este stabil (curba *b*). Curbele *a* și *b* corespund punctelor a (instabil)

* Ing. *E. Micu* este șef de lucrări la Institutul politehnic — Brașov

și b (stabil) din figura 4 și sînt calculate cu programul dat în [2].

Schema logică de determinare a limitei stabilității

Este necesar să se determine toate încărcările motorului la diferite frecvențe la care funcționarea este instabilă.

Deoarece funcțiile de transfer depind de regimul staționar considerat, calculatorul va trebui să calculeze și curenții staționari din axa longitudinală i_{d0} și transversală i_{q0} precum și cuplul electromagnetic m_{e0} pentru unghiul de sarcină și frecvența considerate, fără a neglija rezistența înfășurării indusului, care la frecvențe joase poate deveni comparabilă cu reactanțele. În [4] este dat programul pentru calculul acestor mărimi cu calculatorul numeric.

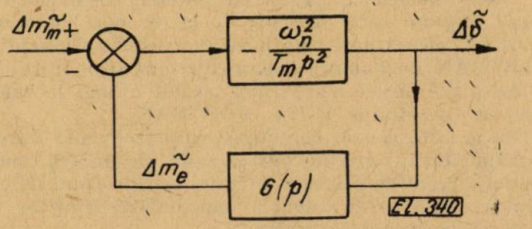


Fig. 1. Schema structurală a motorului sincron.

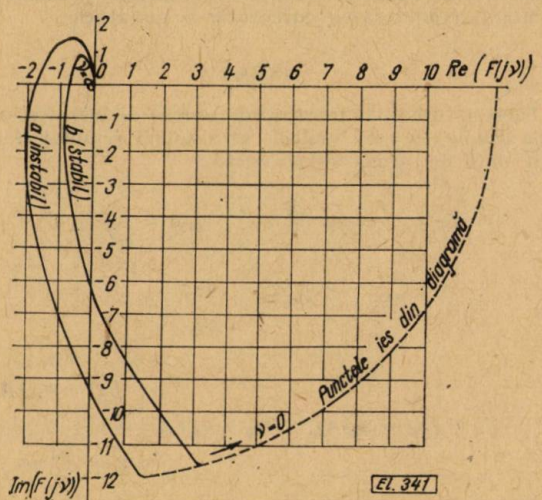


Fig. 2. Caracteristicile de frecvență corespunzătoare la două regimuri de funcționare:
a — instabil; *b* — stabil.

Pentru trasarea curbei ce reprezintă limita de stabilitate în planul de coordonate $m_{e0} - f$, este necesar ca calculatorul să dea cîte trei decizii logice, corespunzătoare la trei cicluri. Prima buclă are ca parametru frecvența perturbatoare ν, a doua unghiul de sarcină δ și a treia frecvența tensiunii de alimentare *f*. În cadrul primei decizii logice calculatorul stabilește dacă caracteristica de frecvență are destule puncte pentru a se determina stabilitatea, în cadrul celei de a doua decizii stabilește dacă caracteristica de frecvență trece prin punctul (−1,0), iar în cadrul celei de a treia, dacă s-au considerat toate regimurile staționare în care funcționarea ar putea fi instabilă.

Schema logică a programului de calcul pe calculatorul electronic numeric este dată în figura 3.

Această schemă logică poate fi utilizată la determinarea limitei stabilității oricărui sistem liniar de reglare automată în circuit închis la care se cunoaște funcția de transfer a circuitului deschis.

Rezultatele calculelor

Calculul limitei stabilității unui motor sincron de 3,5 kW cu următorii parametri:

$r = 0{,}057$	$T_D = 56{,}42$	$\sigma_{dD} = 0{,}1308$
$x_d = 0{,}58$	$T_Q = 48{,}67$	$\sigma_{qQ} = 0{,}2825$
$x_q = 0{,}27$	$T_m = 135$	$\mu_D = 0{,}0206$
$T_E = 116{,}18$	$\sigma_{dE} = 0{,}2056$	$\mu_E = 0{,}1049$

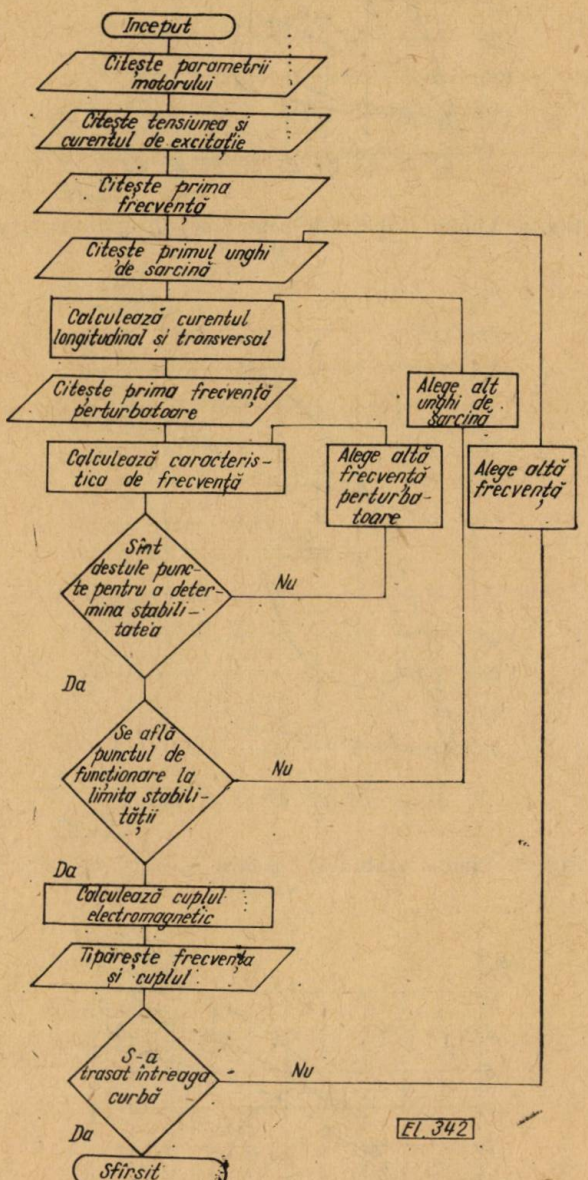


Fig. 3. Schema logică de calcul.

a fost făcut la un calculator electronic numeric tip IBM 360/30. Cuplul maxim reprezentat în figurile 4—6 cu linie punctată, a fost calculat cu programul dat în [4]. S-a studiat influența constantei mecanice de timp (fig. 4), a tensiunii de alimentare (fig. 5) și a tensiunii de excitație (fig. 6) asupra stabilității motorului.

Constanta mecanică de timp, determinată de momentul de inerție al acționării are o influență hotărîtoare asupra stabilității (fig. 4). Curbele sînt date pentru $u = f$, $i_E = 1$ și con-

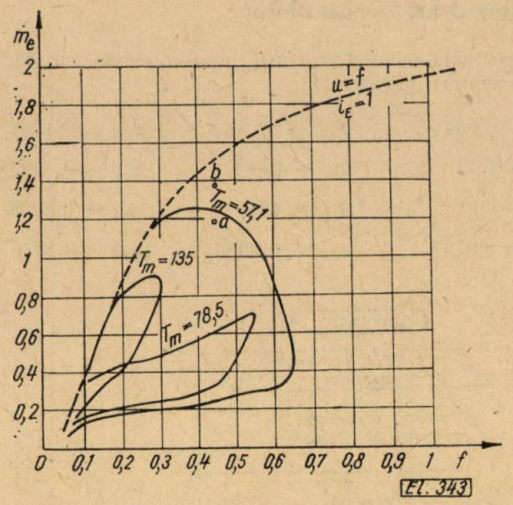


Fig. 4. Limita stabilităţii pentru $u = f$, $i_E = 1$ şi T_m variabil.

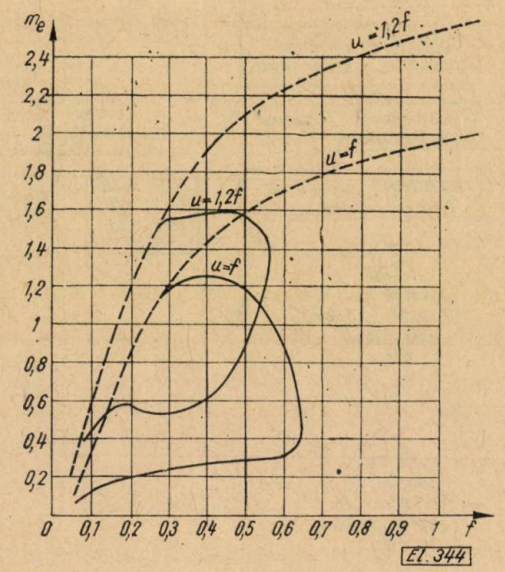


Fig. 5. Limita stabilităţii pentru $i_E = 1$, T_m=57,1 şi u variabil.

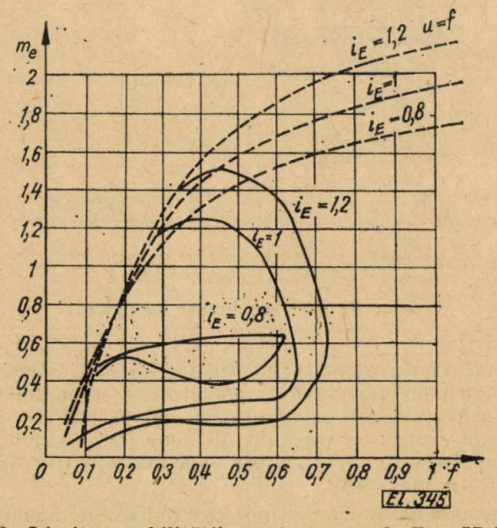


Fig. 6. Limita stabilităţii pentru $u = f$, T_m=57,1 şi i_E variabil.

stanta mecanică de timp egală cu 57,1, 78,5 şi 135 per-unit respectiv. Pentru ultima valoare a constantei mecanice de timp zona de instabilitate este relativ mică şi se află la frecvenţe mai mici de 25% din frecvenţa nominală.

Creşterea tensiunii de alimentare măreşte zona de funcţionare stabilă a motorului (fig. 5) pe cînd creşterea curentului de excitaţie măreşte zona de instabilitate (fig. 6). La un curent de excitaţie $i_E = 0{,}8$ per-unit cuplul maxim nu se micşorează prea mult, în schimb zona de instabilitate se micşorează considerabil. În figurile 5 şi 6 constanta T_m = =57,1 per-unit.

Trebuie menţionat faptul că volumul de calcul cerut de acest program este deosebit de mare, mai cu seamă din cauză că calculatorul menţionat lucrează în limbajul BASIC FORTRAN, deci nu are generat sistemul de operare cu numere complexe, acest lucru fiind posibil numai la calculatoarele cu compilator FULL FORTRAN.

Din această cauză, caracteristica de frecvenţă a trebuit să fie explicitată, separînd partea reală de partea imaginară, timpul efectiv de calcul pentru un contur fiind de circa 25 minute. Timpul de calcul se micşorează simţitor dacă se lucrează cu numere complexe.

Concluzii

Cunoscînd funcţia de transfer a motorului sincron, se poate determina limita stabilităţii dinamice a acestuia, printr-o programare corespunzătoare pe calculatorul electronic numeric. Programul de calcul permite analizarea influenţei diferiţilor parametri ai motorului asupra stabilităţii acestuia. Zona de instabilitate se poate micşora prin mărirea momentului de inerţie al acţionării, mărirea tensiunii de alimentare şi micşorarea curentului de excitaţie.

ANEXA 1

Factorii care intră în expresia funcţiei de transfer, cu notaţiile uzuale, în care indicele zero indică regimul staţionar, sînt daţi de următoarele relaţii:

$$V_1 = -u \sin \delta_0 - \frac{x_d}{\omega_n} i_{d0}\, p - \frac{1}{\omega_n} i_{E0}\, p;$$

$$V_2 = u \cos \delta_0 + \frac{x_q}{\omega_n} i_{q0}\, p;$$

$$V_3 = (x_d - x_q)\, i_{d0} + i_{E0} + x_q\, i_{d0} \frac{\frac{T_Q}{\omega_n}(1-\sigma_{qQ})\,p}{1+\frac{T_Q}{\omega_n}p};$$

$$V_4 = (x_d - x_q)\, i_{q0} -$$

$$-x_d\, i_{q0}\, p \frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\mu_D p\right)+\frac{T_D}{\omega_n}(1-\sigma_{dD})\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}\mu_E p\right)}{\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}p\right)\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}p\right)-\frac{T_E\,T_D}{\omega_n^2}(1-\mu_E)(1-\mu_D)p^2};$$

$$Z_1 = r + \frac{x_q}{\omega_n}\, p - \frac{x_q}{\omega_n} \frac{\frac{T_Q}{\omega_n}(1-\sigma_{qQ})}{1+\frac{T_Q}{\omega_n}p}\, p^2;$$

$$Z_2 = f\, x_d -$$

$$-f x_d p \frac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\mu_D p\right)+\frac{T_D}{\omega_n}(1-\sigma_{dD})\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}\mu_E p\right)}{\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}p\right)\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}p\right)-\frac{T_E\,T_D}{\omega_n^2}(1-\mu_E)(1-\mu_D)p^2};$$

$$Z_3 = -fx_q - fx_q \frac{\frac{T_Q}{\omega_n}(1-\sigma_{qQ})\,p}{1+\frac{T_Q}{\omega_n}p};$$

$$Z_4 = r + \frac{x_d}{\omega_n}p - \frac{\frac{x_d}{\omega_n}p^2 \dfrac{\frac{T_E}{\omega_n}(1-\sigma_{dE})\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}\mu_D p\right)+\frac{T_D}{\omega_n}(1-\sigma_{dD})\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}\mu_E p\right)}{\left(1+\frac{T_E}{\omega_n}p\right)\left(1+\frac{T_D}{\omega_n}p\right)-\frac{T_E\,T_D}{\omega_n^2}(1-\mu_E)(1-\mu_D)\,p^2}}{}.$$

Bibliografie

[1] *Lipo, Th. A., Krause, P. C.* Stability analysis for variable frequency operation of synchronous machines. In : IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. **87**, nr. 1 January 1968.

[2] *Micu, Em.* Funcţia de transfer şi stabilitatea motorului sincron la frecvenţe joase şi cuplu rezistent variabil. În : Electrotehnica, nr. 3, 1970,

[3] *Ewart, D. W.* şi de *Mello, F. P.* A digital computer program for the automatic determination of dynamic stability limits. In : IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems **86**, nr. 7 1967, p. 867–875.

[4] *Micu, Em.* Program pentru calculul cuplului motorului sincron la turaţie variabilă cu calculatorul electronic numeric. În : Bul Inst. politehnic-Braşov. Tom XII. 1970.

Intrat în redacţie la 4. II. 1970

Durata arcului electric şi lungimea lui de stingere în aparatele de medie tensiune cu suflaj magnetic

MIHAI ŞERBĂNESCU * — Bucureşti

CZ 621.316.57.014.31 :621.3.064.44

La aparatele de comutaţie de înaltă tensiune cu suflaj magnetic, cîmpul magnetic creat de bobina de suflaj a camerei de stingere interacţionează cu curentul arcului determinînd o forţă Laplace ce acţionează transversal asupra coloanei arcului. În acest mod coloana arcului se deplasează în sensul forţei, alungindu-se.

Tot acest tip de aparate foloseşte şi principiul „deion" (deionizarea prin răcire a arcului electric în contact cu pereţii ceramici ai camerei de stingere) prin care se realizează mărirea gradientului de potenţial al arcului electric.

Valoarea ridicată a gradientului de potenţial şi creşterea lungimii arcului determină creşterea căderii de tensiune pe coloana arcului pînă la depăşirea tensiunii de alimentare, moment după care arcul se stinge la prima trecere prin zero a curentului. La unele soluţii constructive cîmpul magnetic exterior acţionează asupra coloanei arcului pe toată durata deplasării sale (camerele de stingere „plată" sau „Deion Westinghouse"), la alte tipuri numai în zona alungirii prealabile, mai departe arcul fiind format în bucle ce se lărgesc între pereţii ceramici sub acţiunea cîmpului magnetic propriu (camara de stingere „Solenarc").

Pentru toate aceste variante se obţin însă aceleaşi condiţii specifice de stingere ale arcului electric şi care reprezintă o parte din avantajele aparatelor de comutaţie de înaltă tensiune cu suflaj magnetic [1]:

— diminuarea curentului la deconectare;

— repunerea în fază a curentului în raport cu tensiunea reţelei;

— reducerea amplitudinii tensiunii oscilante de restabilire;

— amortizarea oscilaţiilor tensiunii oscilante de restabilire, datorită rezistenţei tranzitorii post arc.

Se remarcă deci că la deconectare curentul are o evoluţie specifică, evoluţie dificil de reprezentat în mod fidel prin relaţii de calcul. În transpunerile matematice existente [2], [3], [4], se fac anumite ipoteze simplificatoare, aşa cum sînt considerarea separării contactelor în momentul trecerii prin zero a curentului, considerarea rezistenţei circuitului ca fiind nulă, ipoteze care limitează însă aria de aplicabilitate a formulelor rezultate.

Faţă de [2] în care se dezvoltă calculul pentru o tensiune constantă a arcului şi se obţine un unghi de defazaj fix la stingere, în [3] se consideră tensiunea arcului constant crescătoare în timp, încît în momentul stingerii defazajul nu mai este fix, reprezentarea fiind deci mult mai apropiată de fenomenul real. Se sugerează astfel o modalitate mai adecvată de calcul a timpului de ardere a arcului în cazul existenţei sale pe durata unei alternanţe de curent şi în condiţiile ipotezelor amintite.

Plecînd de la [3], în prezentarea ce urmează se expune o metodă de calcul a duratei arcului şi a lungimii lui de stingere prin studiul succesiv al alternanţelor curentului, considerînd tensiunea constant crescătoare, momentul separării contactelor fiind oarecare, iar sarcina cu caracter inductiv determinînd un defazaj iniţial oarecare.

* Ing. *M. Şerbănescu* este cercetător ştiinţific stagiar la I. C. P. E.

1. Predeterminarea duratei arcului electric și a lungimii lui de stingere

La deconectarea circuitelor cu sarcini inductive se poate considera schema din figura 1.

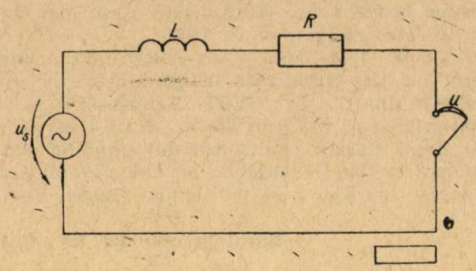


Fig. 1. Circuitul cu elemente concentrate în care apare arcul electric de deconectare.

Pentru dezvoltarea calculului se fac următoarele ipoteze :

— din momentul apariției și pînă la stingerea arcului, lungimea sa crește uniform, adică viteza de alungire este constantă și egală cu viteza medie de alungire : $v = \text{cts.}$

Rezultă că lungimea arcului crește uniform :

$$l_a = \int_0^t v\,dt = vt.;$$

— arcul electric este lung, neglijîndu-se căderile de tensiune la electrozi ;

— gradientul de potențial al cîmpului electric în arc E_a este funcție de curentul arcului i, de

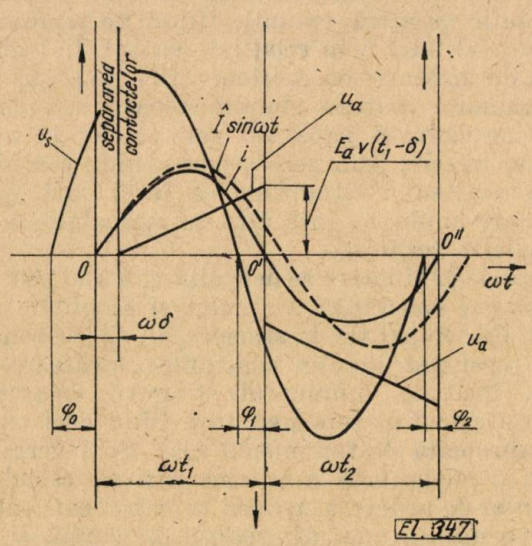


Fig. 2. Variația la deconectare a tensiunii de alimentare, a curentului și tensiunii arcului electric.

grosimea fantei d și de viteza v' de deplasare a arcului ; $E_a = f(i,\ d,\ v')$.

În calculele ce urmează ne vom referi la o aceeași sarcină și la o aceeași cameră de stingere, deci vom considera gradientul de potențial constant : $E_a = \text{cts.}$

Variația curentului și a tensiunii arcului în condițiile acestor ipoteze este reprezentată în figura 2.

Se alege prima origine în momentul trecerii prin zero a curentului, trecere anterioară momentului separării contactelor. După fiecare alternanță de curent se mută originea în momentul trecerii prin zero a curentului, schimbîndu-se totodată semnul pentru ordonată.

1.1. Prima alternanță a curentului. Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff pentru circuitul din figura 1 și avînd în vedere figura 2, rezultă :

$$u_s = \hat{U}\sin(\omega t + \varphi_0) = L\frac{di}{dt} + Ri + u, \quad (1)$$

unde s-a notat cu u tensiunea arcului. Ținînd seama de considerentele expuse anterior, tensiunea arcului are expresia :

$$u = E_a\, l_a.$$

Deoarece tensiunea arcului apare în momentul separării contactelor, moment decalat cu timpul δ față de origine, rezultă :

$$l_a = v(t - \delta)1\,(t - \delta),$$

unde :

v este viteza medie de alungire a arcului ;

δ — intervalul de timp de la trecerea prin zero a curentului pînă la separarea contactelor (fig. 2) ;

$1(t - \delta)$ — funcția treaptă unitate retardată (fig. 3).

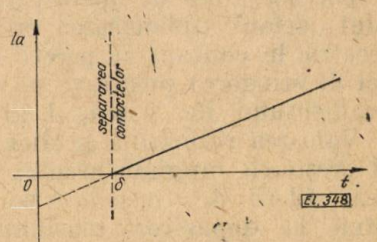


Fig. 3. Variația în timp a lungimii arcului electric.

Pentru prima alternanță a curentului, tensiunea arcului are deci expresia :

$$u = E_a\, v(t - \delta)1(t - \delta).$$

Relația (1) devine :

$$\hat{U}\sin(\omega\ t + \varphi_0) = L\frac{di}{dt} + Ri + E_a\,.v\,(t - \delta)\,1\,(t - \delta), \quad (2)$$

sau :

$$\hat{U}\sin\omega t\cos\varphi_0 + \hat{U}\sin\varphi_0\cos\omega\ t = L\frac{di}{dt} + Ri + E_a\ vt1(t - \delta) - E_a\ v\delta 1(t - \delta).$$

Prin aplicarea transformării Laplace se obține :

$$\hat{U}\cos\varphi_0\frac{\omega}{p^2+\omega^2}+\hat{U}\sin\varphi_0\frac{p}{p^2+\omega^2}=Lp\,\mathcal{L}i+$$

$$+R\,\mathcal{L}i+E_a\,v\,e^{-\delta p}\left(\frac{\delta}{p}+\frac{1}{p^2}\right)-E_a v\delta\,e^{-\delta p}\frac{1}{p},$$

cu soluția în domeniul imagine (anexa 1):

$$\mathcal{L}i=\frac{\hat{U}}{L}\cos\varphi_0\frac{\omega}{\left(p+\frac{R}{L}\right)(p^2+\omega^2)}+$$

$$+\frac{\hat{U}}{L}\sin\varphi_0\frac{p}{\left(p+\frac{R}{L}\right)(p^2+\omega^2)}-$$

$$-\frac{E_a v}{L}\frac{e^{-\delta p}}{p^2\left(p+\frac{R}{L}\right)}. \qquad (3)$$

Notînd:

$$\frac{L}{R}=T;$$

$$\frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2+\omega^2L^2}}=\frac{\hat{U}}{Z}=\hat{I}=\frac{\hat{U}_t}{\sqrt{3}\,Z} \qquad (4)$$

și efectuînd transformarea inversă (anexa 2), rezultă expresia curentului electric pentru prima alternanță:

$$i=\hat{I}\sin\omega t-\frac{E_a v}{L}T\left[Te^{-\frac{t-\delta}{T}}+(t-\delta)-T\right]1(t-\delta). \qquad (5)$$

Se observă că pentru $t=\delta$ componenta continuă a curentului are valoarea zero, deoarece aceasta apare în momentul deschiderii contactelor (momentul apariției arcului), adică la timpul $t=\delta$.

La timpul $t=t_1$ (fig. 2) curentul trece din nou prin zero, iar relația (5) devine în acest caz:

$$\sin\omega t_1-\frac{E_a v}{L\hat{I}}T\left[Te^{-\frac{t_1-\delta}{T}}+(t_1-\delta)-T\right]1(t-\delta)=0,$$

$$\sin\omega t_1-CT\left[Te^{-\frac{t_1-\delta}{T}}+(t_1-\delta)-T\right]1(t-\delta)=0, \qquad (6)$$

unde factorul C (anexa 3) are expresia:

$$C=\frac{E_a v}{L\hat{I}}=\frac{E_a v\sqrt{3\,(1+\omega^2T^2)}}{T\hat{U}_t}. \qquad (7)$$

Prin rezolvarea ecuației (6) rezultă momentul t_1 la care curentul trece prima dată prin zero.

În curbele din figurile 4, 5, 6, 7 se dau valorile timpului t_1 pentru diferite valori ale parametrilor C, δ și φ_0.

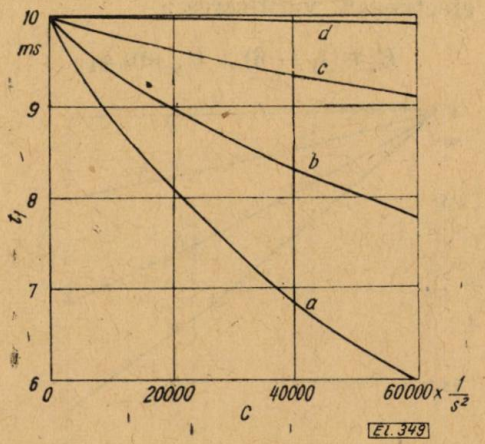


Fig. 4. Timpul t_1 funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_0=80°$;
a) $\delta=0$; *b*) $\delta=3$ ms; *c*) $\delta=6$ ms; *d*) $\delta=9$ ms.

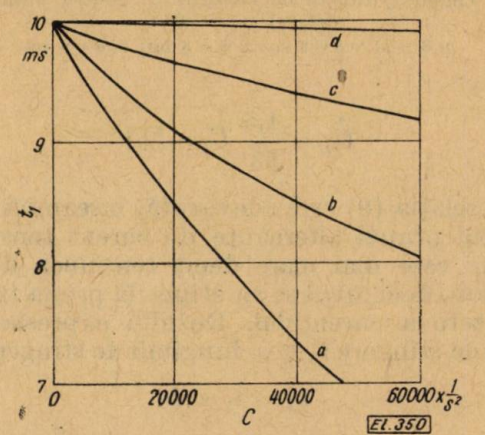


Fig. 5. Timpul t_1 funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_0=60°$:
a) $\delta=0$; *b*) $\delta=3$ ms; *c*) $\delta=6$ ms; *d*) $\delta=9$ ms.

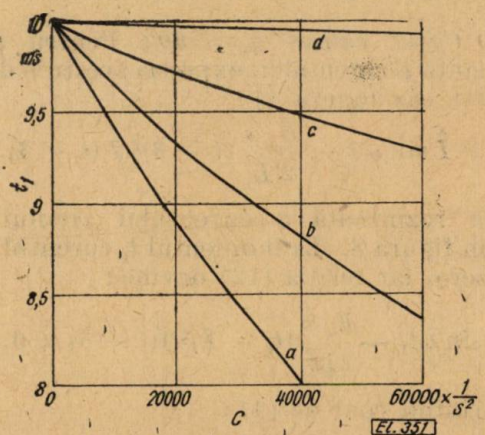


Fig. 6. Timpul t_1 funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_0=40°$:
a) $\delta=0$; *b*) $\delta=3$ ms; *c*) $\delta=6$ ms; *d*) $\delta=9$ ms.

După prima alternanță a curentului (fig. 2), defazajul are expresia:

$$\varphi_1 = \varphi_0 + \omega t_1 - \pi. \quad (8)$$

Se efectuează verificarea:

$$E_a v (t_1 - \delta) > \hat{U}_M \sin \varphi_1 \quad (9)$$

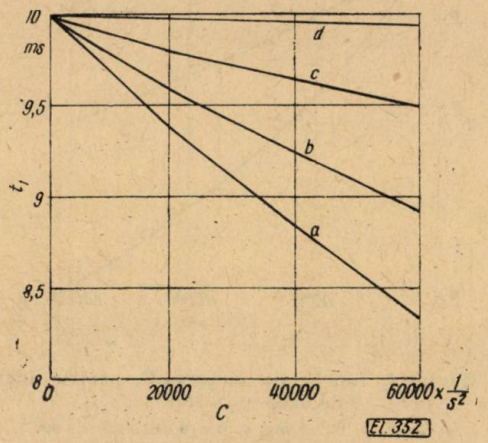


Fig. 7. Timpul t_1 funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_0 = 20°$:
a) $\delta = 0$; *b*) $\delta = 3$ ms; *c*) $\delta = 6$ ms; *d*) $\delta = 9$ ms.

unde:

$$\hat{U}_M = \frac{1,5}{\sqrt{3}} U_l. \quad [1]$$

Dacă relația (9) este adevărată, înseamnă că la sfîrșitul primei alternanțe de curent tensiunea arcului este mai mare decît tensiunea de alimentare, deci arcul se va stinge la prima trecere prin zero a curentului. Rezultă expresia timpului de stingere t_{st} și a lungimii de stingere l_{st}:

$$t_{st} = t_1 - \delta \quad (10)$$

$$l_{st} = v t_{st}. \quad (11)$$

Dacă relația (9) nu este adevărată, înseamnă că tensiunea arcului nu a crescut suficient și acesta nu se stinge la prima trecere prin zero a curentului.

1.2. Cazul extrem $\varphi_0 = 90°$. Pentru prima alternanță a curentului, expresia acestuia devine în acest caz (anexa 4):

$$i = \hat{I} \sin \omega t - \frac{E_a v}{2L} (t - \delta)^2 1 (t - \delta). \quad (12)$$

Forma rezultantă a curentului arcului este dată în figura 8. La momentul t_1 curentul trece prin zero, iar relația (12) devine:

$$\sin \omega t_1 - \frac{E_a v}{2L\hat{I}} (t_1 - \delta)^2 1 (t - \delta) = 0.$$

Sau, ținînd cont de (4):

$$\sin \omega t_1 - \frac{\sqrt{3}\, \omega E_a v}{2\hat{U}_l} (t_1 - \delta)^2 1 (t - \delta) = 0. \quad (13)$$

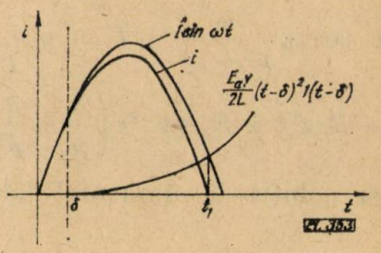


Fig. 8. Variația curentului arcului electric pentru prima alternanță, la $\varphi_0 = 90°$.

Din relația (7) rezultă:

$$C\Big|_{T=\infty} = \frac{E_a v \sqrt{3(1 + \omega^2 T^2)}}{T\hat{U}_a}\Bigg|_{T=\infty} =$$

$$= \frac{\sqrt{3}\, \omega E_a v}{\hat{U}_a} \text{ și (13) devine:}$$

$$\sin \omega t_1 - \frac{6}{2} (t_1 - \delta)^2 1 (t - \delta) = 0. \quad (14)$$

Din rezolvarea acestei ecuații rezultă valoarea timpului t_1.

În curbele din figurile 9, 10 se dau aceste valori, funcție de parametrii C și δ.

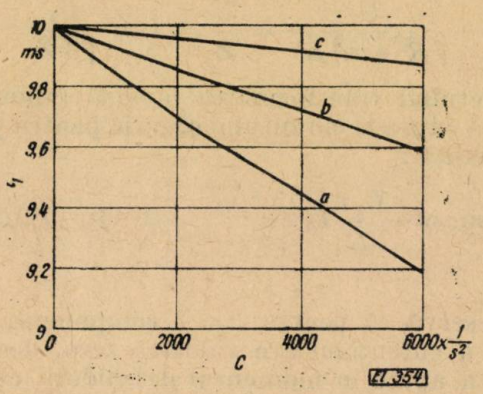


Fig. 9. Timpul t_1 funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_0 = 90°$
a) $\delta = 0$; *b*) $\delta = 3$ ms; *c*) $\delta = 6$ ms.

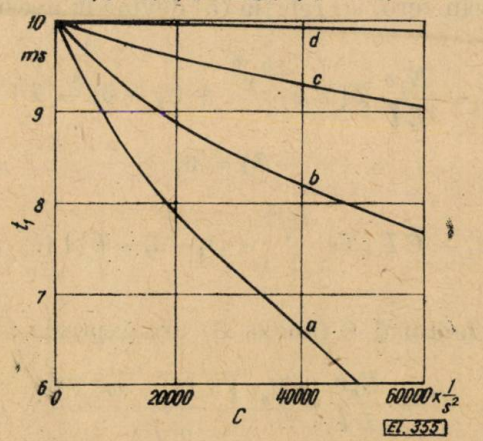


Fig. 10. Timpul t_1 funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_0 = 90°$:
a) $\delta = 0$; *b*) $\delta = 3$ ms; *c*) $\delta = 6$ ms; *d*) $\delta = 9$ ms.

1.3. A doua alternanță a curentului. În acest caz (fig. 2) tensiunea arcului electric are expresia:

$$u = E_a v(t_1 - \delta) + E_a vt.$$

Relația (1) devine:

$$\hat{U}\sin(\omega t + \varphi_1) = L\frac{di}{dt} + Ri + E_a v(t_1 - \delta) + E_a vt. \quad (15)$$

Prin aplicarea transformării Laplace se obține:

$$\hat{U}\cos\varphi_1 \frac{\omega}{p^2+\omega^2} + \hat{U}\sin\varphi_1 \frac{p}{p^2+\omega^2} = Lp\mathcal{L}i + R\mathcal{L}i + \frac{E_a v(t_1-\delta)}{p} + \frac{E_a v}{p^2},$$

cu soluția în domeniul imagine:

$$\mathcal{L}i = \frac{\hat{U}}{L}\cos\varphi_1 \frac{\omega}{\left(p+\frac{R}{L}\right)(p^2+\omega^2)} + \frac{\hat{U}}{L}\sin\varphi_1 \frac{p}{\left(p+\frac{R}{L}\right)(p^2+\omega^2)} - \frac{E_a v(t_1-\delta)}{Lp\left(p+\frac{R}{L}\right)} - \frac{E_a v}{Lp^2\left(p+\frac{R}{L}\right)}. \quad (16)$$

Efectuînd transformarea inversă (anexa 5) obținem expresia curentului pentru a doua alternanță:

$$i = \hat{I}\sin\omega t - \frac{E_a vT}{L}\left[t + (t_1 - \delta - T)\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)\right]. \quad (17)$$

La timpul $t = t_2$ curentul trece din nou prin zero:

$$\sin\omega t_2 - \frac{E_a vT}{L\hat{I}}\left[t_2 + (t_1 - \delta - T)\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}\right)\right] = 0. \quad (18)$$

Considerînd relația (7), expresia (18) devine:

$$\sin\omega t_2 - CT\left[t_2 + (t_1 - \delta - T)\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}\right)\right] = 0. \quad (19)$$

Prin rezolvarea ecuației (19) rezultă momentul t_2 la care curentul trece a doua oară prin zero. În curbele din figura 11, 12, 13, 14 se dau valorile timpului t_2 pentru diferite valori ale parametrilor C, $t_1 - \delta$ și φ_1.

După a doua alternanță a curentului (fig. 2) defazajul φ_2 are expresia:

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \omega t_2 - \pi. \quad (20)$$

Se efectuează verificarea:

$$E_a v(t_1 - \delta + t_2) > \hat{U}_M \sin\varphi_2. \quad (21)$$

Dacă relația (21) este adevărată, arcul se stinge la a doua trecere prin zero a curentului, iar timpul de stingere și lungimea de stingere au expresiile:

$$t_{st} = t_1 - \delta + t_2 \quad (22)$$

$$l_{st} = v\,t_{st}. \quad (23)$$

Dacă relația (21) nu este adevărată, tensiunea arcului nu a crescut suficient și acesta nu se stinge la a doua trecere prin zero a curentului. Se trece deci la alternanța următoare de curent.

1.4. Alternanța k a curentului ($k \geqslant 2$). Tensiunea arcului va depinde de stările anterioare, adică de timpul cît a durat arcul pînă la alternanța k:

$$u = E_a v(t_1 - \delta + t_2 + \ldots + t_{k-1}) + E_a vt.$$

Sau:

$$u = E_a v\left(\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta\right) + E_a\, vt.$$

Procedînd în continuare ca și la alternanța a doua a curentului, obținem relația:

$$\hat{U}\sin(\omega t + \varphi_{k-1}) = L\frac{di}{dt} + Ri + E_a v\left(\sum_{i=1}^{k-1} ti - \delta\right) + E_a vt. \quad (24)$$

cu soluția:

$$i = \hat{I}\sin\omega t - \frac{E_a vT}{L}\left[t + \left(\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta - T\right)\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)\right]. \quad (25)$$

La timpul $t = t_k$ curentul trece prin zero, iar relația (25) devine:

$$\sin\omega t_k - CT\left[t_k + \left(\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta - T\right)\left(1 - e^{-\frac{t_k}{T}}\right)\right] = 0. \quad (26)$$

Prin rezolvarea ecuației (26) se obțin curbele din figurile 11, 12, 13, 14 în care se dau valorile timpului t_k funcție de parametrii C, $\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta$ și φ_{k-1}.

Defazajul φ_k, durata arcului și lungimea de stingere au expresiile:

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \omega t - \pi \quad (27)$$

$$t_{st} = \sum_{i=1}^{k} t_i - \delta \quad (28)$$

$$l_{st} = vt_{st}. \quad (29)$$

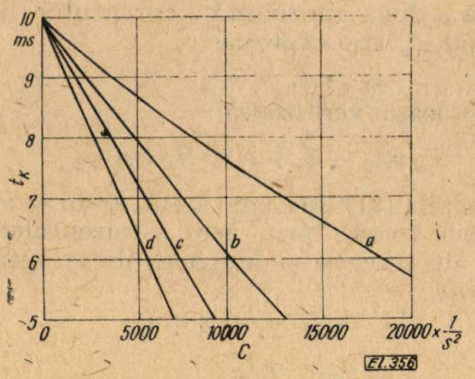


Fig. 11. Timpul t_k funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_{k-1} = 80°$:

a) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 7$ ms; b) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 15$ ms; c) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 22$ ms;

d) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 30$ ms.

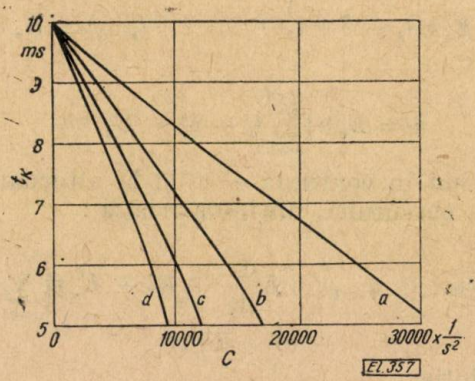


Fig. 12. Timpul t_k funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_{k-1} = 60°$:

a) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 7$ ms; b) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 15$ ms; c) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 22$ ms;

d) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 30$ ms.

2. Exemple de calcul cu verificări experimentale

Deconectările au fost efectuate pentru un contactor de 6 kV tip K Merlin Gerin, la care au fost utilizați însă pereți ceramici având diferite compoziții, realizîndu-se astfel valori diferite ale gradientului de potențial. În figurile 15, 16 sînt prezentate oscilogramele deconectărilor efectuate pentru verificarea exemplelor de calcul, cu observația că sensibilitatea redusă a înregistrării tensiunii arcului electric a făcut ca amplitudinea acesteia să fie prea mică pentru a fi sesizată creșterea tensiunii arcului în momentele imediat următoare separării contactelor sau trecerilor prin zero ale curentului.

Exemplul 1. Condițiile în care a fost efectuată deconectarea și rezultatele experimentale (fig. 15) sînt următoarele:

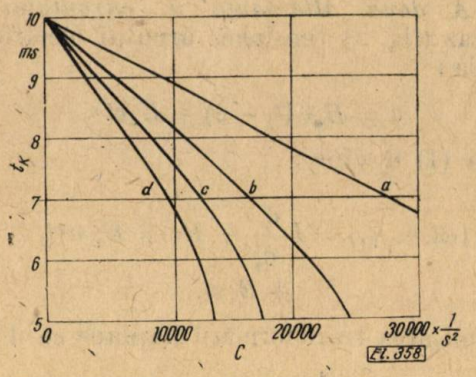


Fig. 13. Timpul t_k funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_{k-1} = 40°$:

a) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 7$ ms; b) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 15$ ms; c) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 22$ ms;

d) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 30$ ms.

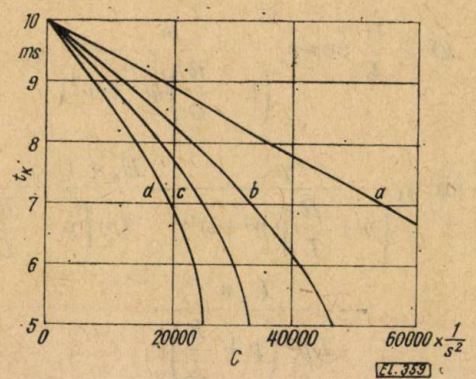


Fig. 14. Timpul t_k funcție de factorul C, pentru unghiul de defazaj $\varphi_{k-1} = 20°$:

a) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 7$ ms; b) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 15$ ms; c) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 22$ ms;

d) $\sum_1^{k-1} t_i - \delta = 30$ ms.

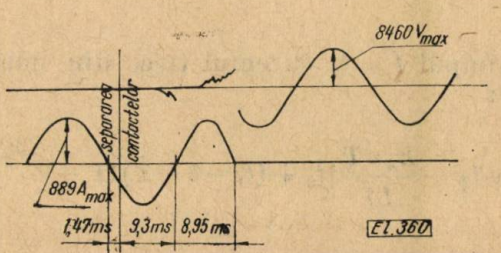


Fig. 15. Deconectare cu stingere la a doua trecere prin zero a curentului.

U_i	= 10400 V	l_{st}	= 0,71 m
U_M	= 6000 V	δ	= 1,47 ms
φ_0	= 60° = 1,05 rad.	t_1	= 9,3 ms
E_a	= 64 V/cm	t_2	= 8,95 ms
v	= 42,3 m/s	t_{st}	= 16,78 ms

$$T = \frac{t_g \varphi_0}{\omega} = \frac{t_g 60°}{314} = 5{,}51.10^{-3}\ \text{s}.$$

Determinarea prin calcul a duratei arcului şi a lungimii sale de stingere decurge în modul următor.

Prima alternanţă a curentului

1. $C = \dfrac{E_a v \sqrt{3(1+\omega^2 T^2)}}{T\hat{U}_e} =$

$= \dfrac{64 \cdot 10^2 \cdot 42{,}3 \sqrt{3(1+314^2 \cdot 5{,}51^2 \cdot 10^{-6})}}{5{,}51 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2} \cdot 10400} = 11600.$

2. Din figura 5 rezultă prin interpolare : $t_1 = 9{,}24$ ms.

3. $\varphi_1 = \varphi_0 + \omega t_1 - \pi = 1{,}05 + 314 \cdot 9{,}24 \cdot 10^{-3} - 3{,}14 = 0{,}81$ rad ; $\varphi_1 = 46{,}4°$.

4. $E_a v(t_1 - \delta) \gtrless \hat{U}_M \sin \varphi_1$,

$64.10^2 \cdot 42{,}3\,(9{,}24 - 1{,}47) \cdot 10^{-3} \gtrless \sqrt{2}.6000 \cdot \sin 46{,}4°$; $2100 < 6130$.

Relaţia (9) nu este verificată, deci arcul nu se stinge la prima trecere prin zero a curentului.

A doua alternanţă a curentului

1. $\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta = t_1 - \delta = 9{,}24 - 1{,}47 = 7{,}77$ ms.

2. Din figurile 12 şi 13 rezultă prin interpolare : $t_2 = 8{,}43$ ms.

3. $\varphi_2 = \varphi_1 + \omega t_2 - \pi = 0{,}81 + 314 \cdot 8{,}43 \cdot 10^{-3} - 3{,}14 = 0{,}32$ rad ; $\varphi_2 = 18{,}3°$

4. $E_a v(t_1 - \delta + t_2) \gtrless \hat{U}_M \sin \varphi_2$,

$64 \cdot 10^2 \cdot 42{,}342{,}3\,(9{,}24 - 1{,}47 + 8{,}43) \cdot 10^{-3} \gtrless \sqrt{2}.6000 \cdot \sin 18{,}3°$; $4390 > 2660$.

Relaţia (21) este verificată, deci arcul se stinge la a doua trecere prin zero a curentului. Valorile calculate ale duratei arcului şi lungimii lui de stingere sînt :

$t_{st} = (t_1 - \delta) + t_2 = (9{,}24 - 1{,}47) + 8{,}43 = 16{,}2$ ms ;

$l_{st} = v t_{st} = 42{,}3.16{,}2.10^{-3} = 0{,}686$ m.

Exemplul 2. Condiţiile în care a fost efectuată deconectarea şi rezultatele experimentale (fig.16) sînt următoarele :

$U_i = 10400$ V — $\delta = 5{,}37$ ms
$U_M = 6000$ V — $t_1 = 9{,}95$ ms
$\varphi_0 = 60° = 1{,}05$ rad. — $t_2 = 9{,}57$ ms
$E_a = 48$ V/cm — $t_3 = 9{,}3$ ms
$v = 33{,}3$ m/s — $t_{st} = 23{,}45$ ms
$l_{st} = 0{,}78$ ms — $T = \dfrac{\operatorname{tg} \varphi_0}{\omega} = 5{,}51 \cdot 10^{-3}$ s.

Determinarea prin calcul a duratei arcului şi a lungimii sale de stingere decurge după cum urmează.

Prima alternanţă a curentului.

1. $C = \dfrac{E_a v \sqrt{3(1+\omega^2 T^2}}{T\hat{U}_i} =$

$= \dfrac{48.10^2 \cdot 33{,}3 \sqrt{3(1+314^2 \cdot 5{,}51^2 - 10^{-6})}}{5{,}51 \cdot 10^{-3} \sqrt{2} \cdot 10400} = 6840.$

2. Din figura 5 rezultă prin interpolare : $t_1 = 9{,}83$ ms..

3. $\varphi_1 = \varphi_0 + \omega t_1 - \pi = 1{,}05 + 314 \,.9{,}83 \cdot 10^{-3} - 3{,}14 = 1$ rad ; $\varphi_1 = 57{,}25°$.

4. $E_a v(t_1 - \delta) \gtrless \hat{U}_M \sin \varphi_1$,

$48 \cdot 10^2 \cdot 33{,}3(9{,}83 - 5{,}37) \gtrless \sqrt{2}.6000 \cdot \sin 57{,}25°$,

$713 < 7100$.

Relaţia (9) nu este verificată, deci arcul nu se stinge la prima trecere prin zero a curentului.

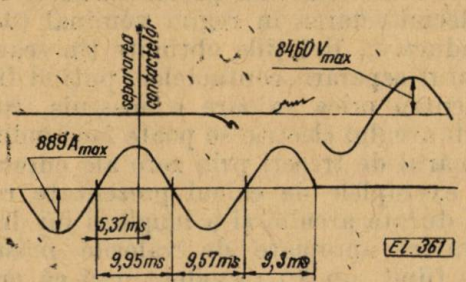


Fig. 16. Deconectare cu strîngere la a treia trecere prin zero a curentului.

A doua alternanţă a curentului

1. $\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta = t_1 - \delta = 9{,}83 - 5{,}37 = 4{,}46$ ms.

2. Din figurile 12 şi 13 rezultă prin extrapolare : $t_2 = 9{,}08$ ms

3. $\varphi_2 = \varphi_1 + \omega t_2 - \pi = 1 + 314 \cdot 9{,}08 \cdot 10^{-3} - 3{,}14 = 0{,}71$ rad ; $\varphi_2 = 40{,}7°$.

4. $E_a v(t_1 - \delta + t_2) \gtrless \hat{U}_M \sin \varphi_2$; $48 \cdot 10^2 \cdot 33{,}3\,(9{,}83 - 5{,}37 + 9{,}08)\,10^{-3} \gtrless \sqrt{2}.6000 \cdot \sin 40{,}7°$,

$2160 < 5520$.

Relaţia (21) nu este verificată, deci arcul nu se stinge la a doua trecere prin zero.

A treia alternanţă a curentului.

1. $\sum_{i=1}^{k-1} t_i - \delta = t_1 + t_2 - \delta = 9{,}83 + 9{,}08 - 5{,}37 = 13{,}54$, ms.

2. Din figurile 12 şi 13 rezultă prin interpolare: $t_3 = 8{,}85$ ms.

3. $\varphi_3 = \varphi_2 + \omega t_3 - \pi = 0{,}71 + 314; 8{,}85 \cdot 10^{-3} - 3{,}14 = 0{,}35$ rad; $\varphi_3 = 20°$.

4. $E_a v(t_1 + t_2 + t_3 - \delta) \gtrless \hat{U}_M \sin \varphi_3$,
$48.10^2 \cdot 33{,}3(9{,}83 + 9{,}08 + 8{,}85 - 5{,}37)$.
$10^{-3} \gtrless \sqrt{2}.6000 \cdot \sin 20°; 8, 3580 > 2890$.

Tensiunea arcului este mai mare decît tensiunea sursei, deci arcul se stinge la a treia trecere prin zero. Valorile calculate ale duratei arcului şi lungimii sale de stingere sînt:

$$t_{st} = t_1 + t_2 + t_3 - \delta = 9{,}83 + 9{,}08 + 8{,}85 - 5{,}37 = 22{,}39 \text{ ms}$$

$$l_{st} = v t_{st} = 33{,}3 \cdot 22{,}39 \cdot 10^{-3} = 0{,}745 \text{ m}.$$

3. Concluzii

Metoda permite calculul duratei arcului electric şi a lungimii sale de stingere pentru orice defazaj inductiv iniţial, deci atît în cazul deconectării la scurtcircuit ((sarcină practic inductivă), cît şi la decontectarea în regim nominal (defazaj slab inductiv). Relaţiile obţinute ţin seama de momentul separării contactelor, putînd fi aplicate pentru orice valoare a acestuia. Studiul stingerii arcului electric se poate face indiferent de numărul de treceri prin zero ale curentului.

Din exemplele de calcul prezentate rezultă pentru durata arcului şi a lungimii lui de stingere valori apropiate de valorile măsurate, eroarea fiind sub 5%; evident însă că precizia depinde de posibilitatea determinării cît mai exacte a gradientului de potenţial şi a vitezei medii de alungire a arcului electric.

La aparatele de comutaţie de medie tensiune, metoda se poate aplica pentru camerele de stingere tip „plată" şi „Deion Westinghouse", dar poate fi utilizată şi la camera de stingere „Solenarc" la care însă se ţine seama de căderile de potenţial la electrozi datorate călăreţilor.

ANEXA 1

Demonstraţia relaţiei (3)

Pornind de la relaţia:

$$\hat{U} \cos \varphi_0 \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} + \hat{U} \sin \varphi_0 \frac{p}{p^2 + \omega^2} =$$

$$= Lp\mathcal{L}i + R\,\mathcal{L}i + E_a v e^{-\delta p}\left(\frac{\delta}{p} + \frac{1}{p^2}\right) -$$

$$- E_a v \delta e^{-\delta p} \frac{1}{p}$$

obţinem succesiv:

$$\hat{U} \cos \varphi_0 \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} + \hat{U} \sin \varphi_0 \frac{p}{p^2 + \omega^2} =$$

$$= (Lp + R)\,\mathcal{L}i + E_a v e^{-\delta p}\left(\frac{\delta}{p} + \frac{1}{p^2} - \frac{\delta}{p}\right)$$

$$\mathcal{L}i = \hat{U} \cos \varphi_0 \frac{\omega}{(Lp + R)(p^2 + \omega^2)} +$$

$$+ \hat{U} \sin \varphi_0 \frac{p}{(Lp + R)(p^2 + \omega^2)} -$$

$$- E_a v \frac{e^{-\delta p}}{p^2(Lp + R)}$$

$$\mathcal{L}i = \frac{\hat{U}}{L} \cos \varphi_0 \frac{\omega}{\left(p + \frac{R}{L}\right)(p^2 + \omega^2)} +$$

$$+ \frac{\hat{U}}{L} \sin \varphi_0 \frac{p}{\left(p + \frac{R}{L}\right)(p^2 + \omega^2)} -$$

$$- \frac{E_a v}{L} \cdot \frac{e_{-\delta p}}{p^2\left(p + \frac{R}{L}\right)}.$$

ANEXA 2

Demonstraţia relaţiei (5)

Notăm:

$$A(p) = \frac{\hat{U}}{L} \cos \varphi_0 \frac{\omega}{\left(p + \frac{1}{T}\right)(p^2 + \omega^2)};$$

$$B(p) = \frac{\hat{U}}{L} \sin \varphi_0 \frac{p}{\left(p + \frac{1}{T}\right)(p^2 + \omega^2)};$$

$$C(p) = \frac{e^{-\delta p}}{p^2\left(p + \frac{1}{T}\right)}.$$

Relaţia (3) devine:

$$\mathcal{L}i = A(p) + B(p) - \frac{E_a v}{L} - C(p).$$

Utilizînd teorema lui Borel, rezultă:

$$\mathcal{L}^{-1}\{A(p)\} = \frac{\hat{U}}{L} \cos \varphi_0 \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T}} \sin \omega\tau \, d\tau =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L} \cos \varphi_0 \, e^{-\frac{t}{T}} \int_0^t e^{\frac{\tau}{T}} \sin \omega\tau \, d\tau =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L} \cos \varphi_0 \, e^{-\frac{t}{T}} \left| \frac{e^{\frac{\tau}{T}}\left(\frac{1}{T} \sin \omega\tau - \omega \cos \omega\tau\right)}{\omega^2 + \frac{1}{T^2}} \right|_0^t =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\cos\varphi_0 \frac{\frac{R}{L}\sin\omega t - \omega\cos\omega t + \omega e^{-\frac{t}{T}}}{\omega^2 + \frac{R^2}{L^2}} =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\frac{L^2}{\omega^2 L^2 + R^2}\cos\varphi_0\left(\frac{R}{L}\sin\omega t - \right.$$

$$\left. - \omega\cos\omega t + \omega e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Notăm:

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg}\frac{\omega L}{R};$$

$$\sin\varphi_0 = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}};$$

$$\cos\varphi_0 = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}.$$

Rezultă:

$$\mathcal{L}^{-1}\{A(p)\} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}\cos\varphi_0(\cos\varphi_0\sin\omega t -$$

$$- \sin\varphi_0\cos\omega t + \sin\varphi_0 e^{-\frac{t}{T}}) \qquad (30)$$

În mod similar:

$$\mathcal{L}^{-1}\{B(p)\} = \frac{\hat{U}}{L}\sin\varphi_0\int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T}}\cos\omega\tau\,d\tau =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\sin\varphi_0 e^{-\frac{t}{T}}\int_0^t e^{\frac{\tau}{T}}\cos\omega\tau\,d\tau =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\sin\varphi_0 e^{-\frac{t}{T}}\left|\frac{e^{\frac{\tau}{T}}\left(\frac{1}{T}\cos\omega\tau + \omega\sin\omega\tau\right)}{\omega^2 + \frac{1}{T^2}}\right|_0^t =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\frac{L^2}{\omega^2 L^2 + R^2}\sin\varphi_0\left(\frac{R}{L}\cos\omega t + \omega\sin\omega t - \right.$$

$$\left. - \frac{R}{L}e^{-\frac{t}{T}}\right) = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}\sin\varphi_0(\cos\varphi_0\cos\omega t +$$

$$+ \sin\varphi_0\sin\omega t - \cos\varphi_0 e^{-\frac{t}{T}}). \qquad (31)$$

Utilizînd teorema lui Heaviside, rezultă:

$$\mathcal{L}^{-1}\{C(p)\} = \sum \operatorname{Rez}\{C(p)e^{pt}\} =$$

$$= \sum \operatorname{Rez}\left\{\frac{e^{p(t-\delta)}}{p^2\left(p + \frac{1}{T}\right)}\right\} =$$

$$= \frac{e^{p(t-\delta)}}{2p\left(p + \frac{1}{T}\right) + p^2}\Bigg|_{p=-\frac{1}{T}} +$$

$$+ \frac{1}{1!}\left\{\frac{d}{dp}p^2\frac{e^{p(t-\delta)}}{p^2\left(p + \frac{1}{T}\right)}\right\}_{p=0} = \frac{e^{-\frac{t-\delta}{T}}}{\frac{1}{T^2}} +$$

$$+ \left.\frac{(t-\delta)\left(p + \frac{1}{T}\right)e^{p(t-\delta)} - e^{p(t-\delta)}}{\left(p + \frac{1}{T}\right)^2}\right|_{p=0} =$$

$$= T^2 e^{-\frac{t-\delta}{T}} + \frac{(t-\delta)\frac{1}{T} - 1}{\frac{1}{T^2}},$$

$$\mathcal{L}^{-1}\{C(p)\} = T\left[Te^{-\frac{t-\delta}{T}} + (t-\delta) - T\right]. \qquad (32)$$

Funcția original are expresia:

$$i = \mathcal{L}^{-1}\{A(p)\} + \mathcal{L}^{-1}\{B(p)\} -$$

$$- \frac{E_a v}{L}\mathcal{L}^{-1}\{(Cp)\}1(t-\delta) \qquad (33)$$

unde funcția treaptă unitate retardată $1(t-\delta)$ apare deoarece $\mathcal{L}^{-1}\{C(p)\}$ se definește pentru $t > \delta$.

Înlocuind în (33) relațiile (30), (31), (32) și reducînd termenii asemenea obținem expresia curentului arcului pentru prima alternanță:

$$i = \hat{I}\sin\omega t - \frac{E_a v}{L}T\left[Te^{-\frac{t-\delta}{T}} + (t-\delta) - T\right]1(t-\delta).$$

ANEXA 3

Demonstrația relației (7)

$$C = \frac{E_a v}{L\hat{I}} = \frac{\sqrt{3}ZE_a v}{L\hat{U}_i} = \frac{\sqrt{3}E_a v}{\hat{U}_i}\cdot\frac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{L} =$$

$$= \frac{\sqrt{3}E_a v}{\hat{U}_i}\sqrt{\frac{1}{T^2} + \omega^2}$$

$$C = \frac{E_a v\sqrt{3(1 + \omega^2 T^2)}}{T\hat{U}_i}.$$

ANEXA 4

Demonstrația relației (12)

În relația (5) dezvoltînd în serie termenul $e^{-\frac{t-\delta}{T}}$ (deoarece $t - \delta \ll T$), se obține succesiv:

$$i = \hat{I}\sin\omega t - \frac{E_a v}{L}T\left[T\left(1 - \frac{t-\delta}{T} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{(t-\delta)^2}{2T^2} - \frac{(t-\delta)^3}{6T^3} + \ldots\right) + (t-\delta) - T\right]1(t-\delta),$$

$$i = \hat{I} \sin \omega t - \frac{E_a v}{L}\left[\frac{(t-\delta)^2}{2} - \right.$$

$$\left. - \frac{(t-\delta)^3}{6T} + \ldots \right] 1(t-\delta).$$

Dar:

$$T = \frac{L}{R} - \frac{\operatorname{tg}\varphi_0}{\omega} = \frac{\operatorname{tg} 90^\circ}{\omega} = \infty.$$

Rezultă deci expresia curentului:

$$i = \hat{I} \sin \omega t - \frac{E_a v}{2L}(t-\delta)^2 1(t-\delta).$$

ANEXA 5

Demonstrația relației (17)

Notăm:

$$A(p) = \frac{\hat{U}}{L} \cos\varphi_1 \frac{\omega}{\left(p + \frac{1}{T}\right)(p^2 + \omega^2)};$$

$$B(p) = \frac{\hat{U}}{L} \sin\varphi_1 \frac{p}{\left(p + \frac{1}{T}\right)(p^2 + \omega^2)};$$

$$C(p) = \frac{1}{p\left(p + \frac{1}{T}\right)};$$

$$D(p) = \frac{1}{p^2\left(p + \frac{1}{T}\right)}.$$

Relația (16) devine:

$$\mathcal{L}\, i = A(p) + B(p) - \frac{E_a v (t_1 - \delta)}{L} C(p) - \frac{E_a v}{L} D(p),$$

unde:

$$\mathcal{L}^{-1}\{A(p)\} + \mathcal{L}^{-1}\{B(p)\} = \hat{I} \sin \omega t, \text{ (anexa 2)};$$

$$\mathcal{L}^{-1}\{C(p)\} = T(1 - e^{-\frac{t}{T}});$$

$$\mathcal{L}^{-1}\{D(p)\} = Tt + T^2 e^{-\frac{t}{T}} - T^2.$$

Rezultă funcția original:

$$i = \mathcal{L}^{-1}\{A(p)\} + \mathcal{L}^{-1}\{B(p)\} - \frac{E_a v (t_1 - \delta)}{L} \mathcal{L}^{-1}\{C(p)\} - \frac{E_a v}{L} \mathcal{L}^{-1}\{D(p)\} =$$

$$= \hat{I} \sin \omega t - \frac{E_a v (t_1 - \delta)}{L} T\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) -$$

$$- \frac{E_a v}{L} T(t + T e^{-\frac{t}{T}} - T) = \hat{I} \sin \omega t -$$

$$- \frac{E_a v T}{L}[(t_1 - \delta) - (t_1 - \delta) e^{-\frac{t}{T}} + t + T e^{-\frac{t}{T}} - T] =$$

$$= \hat{I} \sin \omega t - \frac{E_a v T}{L}[t + (t_1 - \delta - T) -$$

$$- (t_1 - \delta - T) e^{-\frac{t}{T}}].$$

Expresia curentului arcului pentru a doua alternanță este deci:

$$i = \hat{I} \sin \omega t - \frac{E_a v T}{L}[t + (t_1 - \delta - T)(1 - e^{-\frac{t}{T}})].$$

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.

[2] *Kukekov, G. A.* Proiektirovanie vîkliuciatelia peremennovo toka vîsokovo napriajenia. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.

[3] *Hortopan, Gh.* Din tehnica întreruperii curenților intenși. In: Electrotehnica, **16**, nr. 9. 1968, p. 325—333.

[4] *Tarocinski, Z.* Lichtbogenlöschung im elektromagnetischen Feld. In: Archiv für Electrotechnik **52**, nr. 2, 1968, p. 93—104.

Intrat în redacție la 25. I. 1970

Materiale stratificate cu înalte proprietăţi pentru ştanţare

GRIGORE NICOLA şi VALERIAN LICĂ* — Bucureşti

CZ621.315.614.72.002.1

Într-un articol precedent [1] s-a arătat că materialele stratificate cu cele mai bune proprietăţi în medii cu umiditate ridicată se obţin cu răşinile melaminoformaldehidice modificate, epoxidice modificate şi cu hîrtii pe bază de alfa celuloză. De asemenea s-a arătat influenţa compoziţiei materialului stratificat asupra proprietăţilor electrice în timpul menţinerii la umiditate.

Industria noastră constructoare de aparate electronice şi telefonice necesită materiale stratificate care, în afară de proprietăţile enunţate în lucrarea menţionată [1] să aibă şi un bun indice de ştanţare, iar în cazuri speciale, cînd acestea sînt destinate a fi folosite la fabricarea materialelor stratificate placate cu cupru, să aibă şi o excelentă rezistenţă la alcalii şi la solvenţii cloruraţi.

Pentru obţinerea unor materiale stratificate cu o bună comportare la ştanţare se indică în literatură flexibilizarea răşinilor ce intră în compoziţia lacurilor de impregnare cu diferite uleiuri vegetale, (ulei de in, ulei de ricin deshidratat, ulei de tung etc.) [2].

Pentru cazul în care se doreşte obţinerea de materiale stratificate ştanţabile la rece, în literatură se indică folosirea uleiului de tall în amestec cu unul din uleiurile vegetale mai înainte menţionate [2].

O excelentă rezistenţă la alcalii şi la solvenţii cloruraţi se obţine cînd se folosesc ca lacuri de impregnare răşinile epoxidice [3] sau epoxidice modificate [4].

Lucrări experimentale de laborator

În cursul anului 1969, la FCME-Bucureşti s-a studiat obţinerea de materiale stratificate care să posede în afară de înalte proprietăţi în medii cu umiditate ridicată şi o bună ştanţabilitate la diferite temperaturi de lucru. Modul de obţinere a materialelor stratificate cu înalte proprietăţi în medii cu umiditate ridicată a fost prezentat în lucrarea [1]. Pentru obţinerea materialelor stratificate de ştanţare s-au elaborat o serie de reţete de lacuri de impregnare avînd la bază răşinile fenoloformaldehidice flexibilizate, crezoloformaldehidice flexibilizate, melaminoformaldehidice modificate şi flexibilizate şi epoxidice modificate. Ca suporturi pentru fabricarea materialelor stratificate s-au folosit hîrtii de impregnare de tip sulfat şi hîrtie pe bază de alfa celuloză [1]. În cele ce urmează se prezintă proprietăţile generale ale lacurilor de impregnare modul de obţinere al materialelor stratificate precum şi proprietăţile lor.

Lac de impregnare fenoloformaldehidic flexibilizat notat cu FT-19 preparat din răşină fenoloformaldehidică flexibilizată, cu următoarele caracteristici:

— conţinut în substanţe nevolatile, 55—60%;
— durata de utilizare a lacului la temperatura de 25—30°C, 6 luni.

Lacul s-a folosit la impregnarea hîrtiilor de tip sulfat şi s-a obţinut un material stratificat notat cu FT-19S. Modul de obţinere al materialului stratificat a fost următorul:

Hîrtiile s-au tăiat la dimensiunile de 250 × ×250 mm, s-au impregnat apoi cu lacul de impregnare, s-au lăsat la temperatura de 105 — —110°C timp de 10 minute. După uscare hîrtiile impregnate au avut următoarele caracteristici:

— conţinut în răşină uscată, 45 ± 5%;
— substanţe volatile, 5 — 7%.

Presarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat în următoarele condiţii:

— temperatura de presare, 150 — 160°C;
— timp de presare, 5 min/mm,
— presiune specifică

iniţial timp de 5 minute, 20 kgf/cm ^{2}; restul timpului, 75 kgf/cm ^{2}.

Proprietăţile materialului stratificat sînt prezentate în tabela 1. Tratînd, iniţial, hîrtia de impregnare cu o răşină melaminoformaldehidică [1], diluată la un conţinut în răşină uscată de 20 — 30% şi lucrînd în condiţiile indicate mai înainte se obţine un produs cu caracteristici îmbunătăţite la umiditate.

Materialul stratificat obţinut astfel este notat cu *FT*-19Sa, iar proprietăţile lui sînt prezentate în tabela 1.

Lac de impregnare crezoloformaldehidic flexibilizat notat cu KU-19 preparat de noi din răşină crezoloformaldehidică flexibilizată, cu următoarele caracteristici:

— conţinut în substanţe nevolatile, 50 ± 5%;
— durata de utilizare a lacului la temperatura de 25 — 35°C, 3 luni.

Lacul crezoloformaldehidic s-a folosit la impregnarea hîrtiei de tip sulfat (kraft) [1], obţinîndu-se materialul stratificat notat cu KU-19S. Modul de obţinere al materialului stratificat a fost următorul:

* *Gr. Nicola* este inginer principal la F. C. M. E. iar ing. *V. Lică* este şef de serviciu la aceeaşi întreprindere.

Tabela 1

Proprietăţile comparative ale materialelor stratificate pe bază de răşină fenoloformaldehidică flexibilizată.

Denumirea caracteristicii	Metoda de determinare	MATERIALUL STRATIFICAT	
		FT-19S	FT-19Sa
Greutatea specifică, kgf/dm³	STAS 5886-58	1,309	1,318
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144-65	1865,3	1863,5
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5874-58	2653,1	2648,7
Absorbţia de apă, mg.	STAS 5690-57		
— la grosimea de 1 mm		41,5	26,7
— la grosimea de 1,5 mm		69,3	28,3
Indice de ştanţare,	DIN 53.488		
— la temperatura camerei		1,5—2,0	1,7—2,0
— la temperatura de 60 — 80°C		1,3—1,7	1,4—1,7
— la temperatura de 120 — 140°C		1,3—1,7	1,3—1,7
Încercarea la tensiune paralel cu straturile, kV d = 25 mm*	STAS 6257-60		
— în condiţii normale		>60	>60
— după menţinere 4 zile în apă		15	>60
— după menţinere 30 zile în apă		5	50
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 1 MHz			
— în condiţii normale		0,0198	0,0190
— după menţinere 4 zile în apă		0,0803	0,0203
Constanta dielectrică la 1 MHz			
— în condiţii normale		5,68	5,23
— după menţinere 4 zile în apă		17,34	5,97

*d — distanţa între marginile electrozilor.

Hîrtiile s-au tăiat la dimensiunile de 250×250 mm, s-au impregnat cu lacul de impregnare, s-au lăsat apoi hîrtiile impregnate la temperatura camerei şi apoi s-au uscat într-o etuvă la temperatura de 105 — 110°C timp de 10 minute. După uscare hîrtiile impregnate au avut următoarele caracteristici:

— conţinut în răşină uscată, 45 ±5%;
— substanţe volatile, 5 — 7%.

Presarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat în următoarele condiţii:

— temperatura de presare, 125 — 135°C;
— timp de presare, 4 min/mm;
— presiune specifică (iniţial timp de 5 minute), 20 kgf/cm²; restul timpului, 75 kgf/cm².

Proprietăţile materialului stratificat obţinut sînt prezentate în tabela 2. Tratînd hîrtia de impregnare cu o răşină melaminoformaldehidică, conform tipului FT-19Sa, şi lucrînd în condiţiile menţionate mai înainte se obţine un material stratificat notat cu KU-19Sa rezistent la umiditate. Proprietăţile acestui material stratificat sînt prezentate în tabela 2.

Lac de impregnare melaminoformaldehidic modificat şi flexibilizat notat cu MF-37, preparat din răşină melaminoformaldehidică modificată şi flexibilizată. Lacul de impregnare a avut următoarele caracteristici:

— conţinut în substanţe nevolatile, 55 ±5%;
— durata de utilizare a lacului la temperatura de 25 — 30°, 6 luni.

Lacul s-a folosit la impregnarea hîrtiilor din alfa celuloză [1] obţinîndu-se un material stratificat notat cu MF-37A. Modul de obţinere a materialului stratificat se prezintă în continuare.

Hîrtiile s-au tăiat la dimensiunile de 250×250 mm şi s-au impregnat cu lacul de impregnare. S-au lăsat apoi hîrtiile impregnate la aer timp de 25 minute şi s-au uscat apoi timp de 10 minute la temperatura de 110 — 115°C. După uscare hîrtiile impregnate au avut următoarele caracteristici:

— conţinut în răşină uscată, 47 — 53%;
— substanţe volatile, 5 — 7%.

Presarea hîrtiilor impregnate s-a efectuat în următoarele condiţii:

— temperatura de presare, 145—155°C;
— timp de presare, 5 min/mim;
— presiune specifică iniţial, timp de 5 minute 20 kgf/cm²; restul timpului 75 kgf/cm

Proprietăţile materialului stratificat sînt prezentate în tabela 3.

Lac de impregnare epoxidic modificat, notat cu EF-50, preparat din răşină epoxidică DINOX 040, fabricată de Getica — Bucureşti,

modificată. Cu acest lac s-a obţinut materialul stratificat notat cu EF-50A. Modul de lucru fiind asemănător aceluia prezentat în lucrarea [1] cu diferenţa că în scopul îmbunătăţirii rezistenţei la umiditate, hîrtiile din alfa celuloză au fost iniţial tratate cu o soluţie ce conţine 25% răşină melaminoformaldehidică modificată. Proprietăţile materialelor stratificate sînt prezentate în tabela 4.

Proprietăţile materialelor stratificate

Proprietăţile fizico-mecanice şi electrice ale materialelor stratificate s-au executat pe epruvete conform indicaţiilor din tabele şi anume:

— greutatea specifică a materialelor stratificate s-a determinat pe epruvete cu dimensiunile de 25 × 50 mm, deoarece cu alte dimensiuni se obţin valori diferite de acelea prezentate în tabele;

— rezistenţa la încovoiere s-a executat pe epruvete cu dimensiunile de 100 × 10 × grosimea materialului, la o maşină universală de tracţiune prevăzută cu un dispozitiv special pentru prindere;

— absorbţia de apă s-a determinat pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm;

— Încercarea la tensiune paralel cu direcţia straturilor s-a efectuat pe epruvete cu dimensiunile de 150 × 50 mm, distanţa între marginile electrozilor fiind de 25 mm. Determinarea s-a efectuat în condiţii normale şi după menţinerea timp de 30 zile în apă;

— tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 1 MHz şi constanta dielectrică s-au efectuat pe epruvete cu dimensiunile de 120 × 120 mm, în condiţii normale şi după menţinere timp de 4 zile în apă.

Din tabelele 1, 2, 3, 4, menţionate mai înainte se desprind următoarele:

— materialele stratificate cu cele mai bune proprietăţi mecanice se obţin cu hîrtie tip sulfat (kraft), (tipurile de materiale stratificate FT-19S, KU-19S, FT-19Sa şi KU-19Sa);

— cea mai mică absorbţie de apă se obţine la materialele stratificare care conţin ca suport hîrtie alfa celuloză şi răşină melaminoformaldehidică modificată şi flexibilizată. Indiferent de natura hîrtiei de impregnare, dacă se efectuează o preimpregnare iniţială la hîrtia de impregnare, absorbţia de apă scade considerabil (tipurile FT-19Sa şi KU-19a);

— capacitatea de ştanţare a materialelor stratificate este funcţie de natura răşinii de impregnare şi anume:

— cel mai bun indice de ştanţare la temperatura camerei se obţine cu materialele stratificate tip FT-19S şi FT-19Sa;

Tabela 2

Proprietăţile comparative ale materialelor stratificate pe bază de răşină crezoloformaldehidică flexibilizată.

Denumirea caracteristicii	Metodă de determinare	MATERIALUL STRATIFICAT	
		KU-19 S	KU-19 Sa
Greutatea specifică, kgf/dm³	STAS 5886-58	1,341	1,348
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144-65	1767,1	1759,2
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5874-58	2563,5	2557,3
Absorbţia de apă, mg	STAS 5690-57		
— la grosimea de 1 mm		47,3	33,7
— la grosimea de 1,5 mm		60,4	38,9
Indice de ştanţare	DIN 53.488		
— la temperatura camerei		1,8—2,5	1,9—2,6
— la temperatura de 60 — 80°C		1,7—2,4	1,8—2,5
— la temperatura de 120 — 140°C		1,5—2,0	1,6—2,0
Încercarea la tensiune paralel cu straturile, kV d = 25 mm*	STAS 6257-60		
— în condiţii normale		>60	>60
— după menţinere 4 zile în apă		40	>60
— după menţinere 30 zile în apă		15	46
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice, la 1 MHz			
— în condiţii normale		0,0263	0,0187
— după menţinere 4 zile în apă		0,0897	0,0264
Constanta dielectrică, la 1 MHz			
— în condiţii normale		5,73	4,86
— după menţinere 4 zile în apă		16,75	5,32

* d — distanţa între marginile electrozilor

Tabela 3

Proprietăţile materialelor stratificate pe bază de răşină melaminoformaldehidică modificată şi flexibilizată.

Denumirea caracteristicii	Metodă de determinare	MATERIALUL STRATIFICAT MF-37A
Greutatea specifică, kfg/dm³	STAS 5886-58	1,383
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144-65	1465,3
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5874-58	1636,2
Absorbţia de apă, mg — la grosimea de 1 mm — la grosimea de 1,5 mm	STAS 5690—57	13,6 19,8
Indice de ştanţare — la temperatura camerei — la temperatura de 60 — 80°C — la temperatura de 120 — 140°C	DIN 53488	 1,8—2,5 1,7—2,3 1,4—2,0
Încercarea la tensiune paralel cu straturile, kV d = 25 mm* — în condiţii normale — după menţinere 4 zile în apă — după menţinere 30 zile în apă	STAS 6257-60	 >60 >60 53
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 1 MHz — în condiţii normale — după menţinere 4 zile în apă		 0,0124 0,0217
Constanta dielectrică, la 1 MHz — în condiţii normale — după menţinere 24 ore în apă		 4,35 4,58

*d = distanţa între marginile electrozilor.

Tabela 4

Proprietăţile materialelor stratificate pe bază de răşină epoxidică modificată.

Denumirea caracteristicii	Metodă de determinare	MATERIALUL STRATIFICAT EF-50A
Greutatea specifică, kgf/dm³	STAS 5886-58	1,367
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144-65	1496,4
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²	STAS 5874-58	1976,5
Absorbţia de apă, mg — la grosimea de 1 mm — la grosimea de 1,5 mm	STAS 5690-57	 33,7 38,9
Indice de ştanţare — la temperatura camerei — la temperatura de 60 — 80°C — la temperatura de 120 — 140°C	DIN 53488	 1,7 — 2,3 1,4 — 2,0 1,3 — 1,7
Încercarea la tensiune paralel cu straturile, kV d = 25 mm* — în condiţii normale — după menţinere 4 zile în apă — după menţinere 30 zile în apă	STAS 6257-60	 >60 >60 53
Tangenta unghiului de pirederi dielectrice la 1 MHz — în condiţii normale — după menţinere 4 zile în apă		 0,0135 0,0254
Constanta dielectrică la 1 MHz — în condiţii normale — după menţinere 4 zile în apă		 4,37 4,87

*d = distanţa între marginile electrozilor.

— la temperatura de 60 — 80°C, cel mai bun indice de ştanţare se obţine cu tipurile FT-19S; FT-19Sa şi EF-50A;

— tipurile FT-19S, FT-19Sa, Ku-19S, KU-19Sa, MF-37A şi EF-50A se pot ştanţa la temperatura de 120 — 140°C.

Toate materialele stratificate indiferent de natura suportului şi a răşinii de impregnare rezistă la tensiunea de 60 kV, paralel cu direcţia straturilor. Menţinerea timp îndelungat în apă face ca aceste materiale stratificate să se diferenţieze între ele şi anume:

— tipurile FT-19S şi KU-19S avînd ca suport hîrtia de impregnare tip sulfat fără tratament (preimpregnare) au cea mai mică tensiune de străpungere;

— tratînd (preimpregnînd) hîrtia de impregnare cu o soluţie de răşină melaminoformaldehidică acestea îşi îmbunătăţesc în mod considerabil rezistenţa la umiditate.

Indiferent de natura suportului şi a răşinii de impregnare, toate materialele stratificate posedă pierderi dielectrice foarte mici la frecvenţe înalte, astfel tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 1 MHz cu cea mai mare valoare se obţine la tipul KU-19S (0,0265). De asemenea constanta dielectrică la 1 MHz are o valoare maximă tot pentru acelaşi tip de material stratificat (5,73). Prin condiţionarea la apă, valorile constantei dielectrice se modifică foarte mult la tipurile ce conţin ca suport hîrtie sulfat netratată (preimpregnată).

Experimentări industriale

Deoarece materialele stratificate au avut proprietăţi egale sau superioare acelora prezentate în normele (5), (6), s-a trecut la experimentarea lor pe utilaje industriale în vederea asimilării lor.

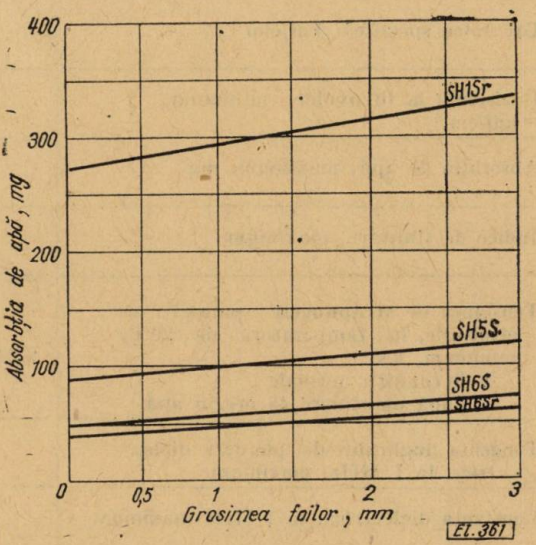


Fig. 1

Modul de obţinere a materialelor stratificate a fost asemănător aceluia prezentat mai înainte.

Tabela 5

Proprietăţile materialelor stratificate obţinute pe instalaţie industrială.

Denumirea caracteristicii	Metode de încerc.	MATERIALELE STRATIFICATE			
		FT-19S	KU-19S	MF-37A	EF-50A
Greutate specifică, kgf/dm ^{3}	STAS 5886-58	1,310	1,347	1,383	1,368
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm ^{2}	STAS 5874-58	2683,4	1967,5	1473,7	1980,5
Indice de ştanţare	DIN 53488	1,5—2,0*	1,5—2,0**	1,4—2**	1,5—2***
Absorbţia de apă, mg+	STAS 5690-57	56,7	68,3	20,8	36,5
Tensiunea de străpungere paralel cu straturile, la temperatura de 20°C — în condiţii normale — după menţinere 4 zile în apă	6257-68	 >60 31	 >60 27	 >60 >60	 >60 >60
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 1 MHz		0,0196	0,0203	0,0123	0,0129
Constanta dielectrică, la 1 MHz		5,68	5,73	4,36	4,39

* determinări la temperatura camerei
** determinări la temperatura de 120 — 140°C
*** determinări la temperatura de 60 — 80°C
\+ determinări pe grosimea de 1,5 mm

Tabela 6

Proprietăţile materialelor stratificate prevăzute în N. I. D, 2582–69

Denumirea caracteristicii	Metodă de determinare	MATERIALE STRATIFICATE			
		SH1Sr	*SH5S*	*SH6S*	*SH6Sr*
Greutatea specifică, kgf/cm³	STAS 5886-58	1,3–1,4			
Rezistenţa la încovoiere, minimum, kgf/cm²	STAS 5874-58	750	950	800	800
Absorbţia de apă, maximum, mg	STAS 5690-57	conform figurii 1			
Indice de ştanţare, maximum	NID 2582-69	3	3	3	3
Tensiunea de străpungere paralel cu straturile, la temperatura de 20°C, minimum, kV — în condiţii normale — după menţinere 48 ore în apă	STAS 6257–68	— —	60 8	60 15	60 15
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice, la 1 MHz, maximum		—	0,060	0,040	0,040
Constanta dielectrică, la 1 MHz maximum		—	6	5	5

LEGENDA NOTAŢIILOR FOLOSITE

S – material stratificat
H – Hîrtie de impregnare
S – ştanţare
r – rece
cifrele – tipul de material stratificat

Lacurile de impregnare au avut caracteristicile indicate mai înainte. Impregnarea hîrtiilor FT-19S, KU–19S, MF-37A s-a efectuat la o maşină de impregnare orizontală, cu o viteză de 3 — 5 m/min şi la o temperatură de 95–105°C. Preimpregnarea hîrtiilor EF-50A, s-a efectuat pe aceeaşi maşină de impregnare cu o viteză de 4–5 m/min. Impregnarea EF-50A s-a efectuat pe aceeaşi maşină de impregnare la o viteză de 2–3 m/min. Presarea materialelor stratificate s-a efectuat în condiţiile indicate mai înainte. Proprietăţile materialelor stratificate au fost asemănătoare acelora prezentate în tabelele 1, 2, 3, 4 şi sînt prezentate în tabela 5. Produsele s-au omologat şi urmează ca în cursul anului 1970 să se fabrice. Bazîndu-ne pe rezultatele obţinute şi conform lucrărilor [5] şi [6] s-a elaborat NID 2582-69. Proprietăţile minime ale materialelor stratificate impuse în NID 2582-69 sînt prezentate în tabela 6. Echivalenţa cu tipurile prezentate mai înainte este :

— tip FT-19S corespunde tip NID 2582-69-SH1Sr;
— tip KU-19S corespunde tip NID 2582-69-SH5S;
— tip MF-37A corespunde tipului NID 2582-69 — SH6S;
— tip EF-50A corespunde tip NID 2582-69-SH6Sr.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele concluzii :

— absorbţia de apă se îmbunătăţeşte prin tratarea (preimpregnarea) hîrtiilor de impregnare (sulfat, alfa celuloză) cu o răşină melaminoformaldehidică sau melaminoformaldehidică modificată;

— indiferent de natura hîrtiei de impregnare, dacă răşina de impregnare se flexibilizează, se obţin materiale stratificate cu bune proprietăţi, ştanţabile la rece sau la cald.

— Flexibilizarea răşinii melaminoformaldehidice, modificate sau nu, duce la obţinerea de materiale stratificate ştanţabile care nu îşi înrăutăţesc rezistenţa la umiditate.

— materialele stratificate realizate la FCME-Bucureşti posedă bune proprietăţi în medii cu umiditate ridicată şi se pot ştanţa în funcţie de natura răşinii de impregnare, la rece (tipul SH1Sr), la temperatura de 60-80°C (tipul SH6Sr) şi la temperatura de 120 — 140°C (tipurile SH5S şi SH6S).

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate cu suport hîrtie pentru scopuri electrotehnice. În : Electrotehnica 18, nr. 2, 1970, p. 47–53
[2] Brevet elveţian 385941. Verfahren zur Herstellung eines Schichtpressstoffes auf Phenolharzbasis.
[3] Prospect Hitachi Copper Clad laminated sheets MLC JAPONIA.
[4] Brevet SUA 3007828 în CA–56, p. 4954 c.
[5] Norma franceză : NF 26–150–1966.
[6] Norma americană: ASTM D 709–67T.

Intrat în redacţie la 13. III. 1970

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Calculul inductivității electromagnetului de tip E dublu cu întrefier suplimentar pe coloana centrală

PAUL DINCULESCU* — București

CZ 621.318.371.011.3.001.24

Calcularea forței dezvoltate de un electromagnet, atît în regim static cît și în regim dinamic, necesită determinarea inductivității electromagnetului. În regim static, se poate determina astfel, la un întrefier dat, valoarea medie a forței de atracție (pentru electromagneții de curent alternativ), iar în regim dinamic — variația forței ca funcție de deplasarea armăturii (respectiv de întrefier) și de timp.

De exemplu, ecuațiile ce descriu funcționarea unui electromagnet de curent alternativ, în regim dinamic, pornind de la poziția deschis, sînt :

$$u = \hat{U} \sin(\omega t + \varphi) = Ri + \frac{\mathrm{d}(Li)}{\mathrm{d}t}$$

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}x} \qquad (1)$$

$$m \frac{\mathrm{d}^2 x}{\mathrm{d}t^2} = F - F_r,$$

unde :

u este tensiunea aplicată bobinei ;
i — curentul absorbit de bobină ;
R — rezistența ohmică a bobinei ;
L — inductivitatea electromagnetului ;
F — forța electromagnetică dezvoltată ;
F_r — forța antagonistă ;
m — masa părții mobile ;
x — deplasarea armăturii mobile ($x = \delta_{max} - \delta$).

Inductivitatea electromagnetului și forța antagonistă sînt funcții de deplasarea x a armăturii mobile (deci de întrefierul δ), deplasarea x fiind, la rîndul ei, funcție de timp. Tensiunea de alimentare a bobinei fiind și ea variabilă în timp, forța dezvoltată de electromagnet și curentul absorbit vor fi funcții de întrefier și de timp. În aceste condiții, soluțiile sistemului de ecuații (1) pot fi obținute numai cu ajutorul calculatoarelor electronice. Un element esențial pentru efectuarea calculului (atît în regim static cît și în regim dinamic) îl constituie cunoașterea inductivității electromagnetului la un întrefier dat. Rezolvarea sistemului cu ajutorul unui calculator cifric necesită exprimarea analitică a funcției $L(x)$ sau $L(\delta)$, astfel încît să poată fi calculată derivata $\mathrm{d}L/\mathrm{d}x$. Din punct de vedere al calculatorului, relația prin care este dată inductivitatea poate fi oricît de complicată întrucît timpul de calcul este redus.

Pentru un sistem magnetic liniar (la care se neglijează reluctanța porțiunilor de fier) inductivitatea se determină, de obicei, calculînd în prealabil permeanța echivalentă a sistemului și înmulțind această permeanță cu pătratul numărului de spire ale înfășurării. Permeanța echivalentă se calculează pe baza schemei echivalente a electromagnetului, determinînd permeanțele diverselor zone prin care se închide fluxul magnetic.

Metoda, larg răspîndită, de calcul al permeanțelor magnetice, aparținînd lui Roters [1], deși simplă și expeditivă, nu poate fi aplicată cu succes în acest caz. În primul rînd, trebuie avut în vedere că, în cadrul metodei lui Roters, unele componente ale permeanței întrefierului sînt exprimate prin formule ce nu conțin explicit întrefierul δ (componentele corespunzătoare fluxului de umflări, de exemplu). Aceste formule conduc la obținerea unor termeni nuli atunci cînd se calculează derivata $\mathrm{d}L/\mathrm{d}\delta$, ceea ce introduce erori însemnate în calculul forței și creează impresia falsă că fluxul respectiv nu contribuie la producerea forței de atracție. Pe lîngă aceasta, studiile efectuate [2], [3] au arătat că relațiile stabilite de Roters nu reflectă totdeauna în mod real influența dimensiunilor geometrice ale sistemului magnetic. Din acest motiv, în ultimul timp, s-au căutat soluții pentru determinarea inductivității în condiții cît mai apropiate de realitate.

Unele soluții mențin principiul metodei lui Roters dar dau formule empirice [3] sau curbe de corecție [4] pentru permeanțe în funcție de dimensiunile geometrice. Deși se obțin concordanțe mai bune cu realitatea ale valorilor permeanțelor, problema stabilirii unei expresii analitice a funcției $L(\delta)$ nu este însă rezolvată. În cadrul altor soluții [5], [6], inductivitatea se calculează pe baza împărțirii spațiului din jurul miezului magnetic, ocupat de liniile de cîmp, în zone pentru care se scriu ecuațiile ce caracterizează variația fluxului magnetic în funcție de o coordonată paralelă cu axa de simetrie a sistemului. Ultima cale permite

* Ing. *P. Dinculessu* este asisistent la facultatea de Electrotehnică din Institutul politehnic—București.

obținerea unor relații analitice de calcul al inductivității care conduc, în același timp, la rezultate destul de apropiate de determinările experimentale.

Pentru a aplica însă această metodă în cazul electromagneților de tip *E* prevăzuți cu un întrefier suplimentar pe coloana centrală (cazul electromagneților pentru contactoarele din seria AC—3, de exemplu) este necesară o reconsiderare a relațiilor de bază, ținînd seama de prezența întrefierului suplimentar.

Schița unui astfel de electromagnet este reprezentată în figura 1 unde se indică principalele dimensiuni geometrice și zonele prin care se închid majoritatea liniilor de cîmp. Pentru simplificarea desenului, grosimea b a miezului magnetic nu este reprezentată.

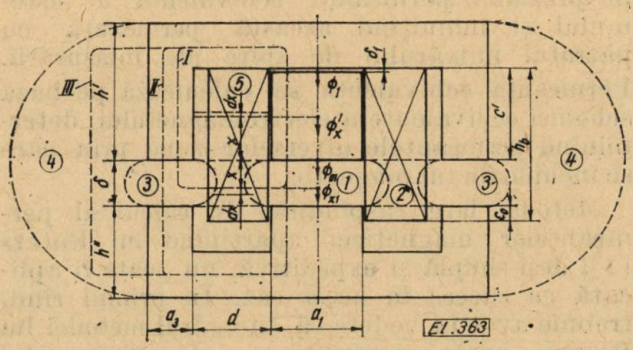


Fig. 1. Circuitul magnetic al electromagnetului.

Se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

— întrefierurile principale (de lucru) ale electromagnetului sînt suficient de mari astfel încît să poată fi neglijată căderea de tensiune magnetică în porțiunile de fier în raport cu cea din întrefieruri;

— întrefierul suplimentar este suficient de mic astfel încît nu au loc umflări însemnate ale liniilor de cîmp în vecinătatea muchiilor sale (în cazurile practice, acest întrefier are lungimea sub 1 mm).

Metoda de calcul este aceea utilizată în [6] cu deosebirea că se introduce reluctanța întrefierului suplimentar. Se consideră că variația fluxului are loc, în fiecare zonă, numai în lungul axei paralele cu axa de simetrie a sistemului. Fie această axă OX, originea ei coincizînd de fiecare dată cu începutul porțiunii respective.

Pentru ușurința urmăririi calculelor, o parte din demonstrații sînt date în anexe.

Calculul inductivității se bazează pe determinarea în prealabil a fluxului total ψ al electromagnetului, din componentele sale corespunzătoare întrefierurilor și fluxurilor de scăpări.

Fie Φ_{01} fluxul ce intră din coloana centrală în zona 1 (fig. 1). Această valoare a fluxului, luată ca referință pentru calculele ulterioare, se poate determina definind o permeanță echivalentă Λ'_{01} a electromagnetului raportată la coloana centrală a miezului fix al electromagnetului și dată de relația:

$$\Phi_{01} = Ni \cdot \Lambda'_{01}. \tag{2}$$

Fluxul ce străbate întrefierul suplimentar, ținînd seama de fluxul de scăpări între coloane (în zona 5), va fi:

$$\Phi_1 = \Phi_{01} + \int_0^{c'} \frac{Ni}{h_b}(c' - x)\,\Lambda_s\,dx = \\ = \Phi_{01} + \frac{Ni}{h_b}\Lambda_s\frac{c'^2}{2}, \tag{3}$$

unde:

Ni este tensiunea magnetomotoare a înfășurării;
h_b — înălțimea bobinei;
Λ_s — permeanța de scăpări între coloane, pe unitatea de lungime [5].

Fluxul în zona 1 la distanța x față de piesa polară este

$$\Phi_{x1} = \Phi_{01} - \int_0^x U_{m1x}\,\Lambda_s\,dx, \tag{4}$$

unde valoarea integralei reprezintă fluxul ce se închide între zonele 1 și 3, prin zona 2, iar U_{m1x} este tensiunea magnetică ce se aplică permeanței elementare $\Lambda_s\,dx$ la distanța x de piesa polară și se obține din teorema a doua a lui Kirchhoff aplicată pe conturul I din figura 1:

$$U_{m1x} = \frac{Ni}{h_b}(c' + x) - \Phi_1 R_1 - \\ - \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^x \Phi_{x1}\,dx - \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^x \Phi_{x3}dx. \tag{5}$$

Ținînd seama de relațiile (3) și (5), relația (4) devine:

$$\Phi_{x1} = \Phi_{01} - \int_0^x \left[\frac{Ni}{h_b}(c' + x) - \right. \\ - \left(\Phi_{01} - \frac{Ni}{h_b}\Lambda_s\frac{c'^2}{2}\right)R_1 - \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^x \Phi_{x1}\,dx - \\ \left. - \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^x \Phi_{x3}\,dx\right]\Lambda_s\,dx, \tag{6}$$

R_1 reprezentînd reluctanța întrefierului suplimentar iar A_1 și A_3 — ariile echivalente prin care se închid fluxurile din zonele 1 respectiv 3 [5].

Pentru a determina pe Φ_{x1}, se diferențiază mai întîi relația (6) de două ori în raport cu x și apoi se rezolvă ecuația diferențială astfel obținută:

$$\frac{d^2\Phi_{x1}}{dx^2} = \left(-\frac{Ni}{h_b} + \frac{1}{\mu_0 A_1}\Phi_{x1} + \frac{1}{\mu_0 A_3}\Phi_{x3}\right)\Lambda_s. \tag{7}$$

Dar

$$\Phi_{x3} = \frac{1}{2}\Phi_{x1} - \Phi_4 = \frac{1}{2}\Phi_{x1} - Ni \cdot \Lambda_{4r}, \quad (8)$$

unde Λ_{4r} reprezintă permeanța zonei 4 raportată la tensiunea magnetomotoare a înfășurării (Anexa I):

$$\Lambda_{4r} = \Lambda'_{4r}(1 - r_1 - r_2), \quad (9)$$

Λ'_{4r} reprezentînd valoarea acestei permeanțe în absența întrefierului suplimentar:

$$\Lambda'_{4r} = \frac{1}{R_4\left(1 + \frac{2A_3}{A_1}\right) + \frac{2\delta}{\mu_0 A_1}}, \quad (10)$$

iar:

$$r_1 = \frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b} R_1; \quad (11)$$

$$r_2 = \Lambda'_{01} R_1; \quad (12)$$

R_4 este reluctanța zonei 4 calculată din dimensiunile geometrice ale electromagnetului [5].

Introducînd în relația (7) expresia lui Φ_{x3} din relația (8), se obține:

$$\frac{d^2\Phi_{x1}}{dx^2} = \frac{\Lambda_s}{\mu_0}\left(\frac{1}{A_1} + \frac{1}{2A_3}\right)\Phi_{x1} -$$

$$- Ni\,\Lambda_s\left(\frac{1}{h_b} + \frac{\Lambda_{4r}}{\mu_0 A_3}\right) = \alpha\Lambda_s\,\Phi_{x1} - \beta\Lambda_s\,Ni \quad (13)$$

cu notațiile:

$$\alpha = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{1}{A_1} + \frac{1}{2A_3}\right) \quad (14)$$

$$\beta = \frac{1}{h_b} + \frac{\Lambda_{4r}}{\mu_0 A_3}. \quad (15)$$

Soluția ecuației diferențiale (13) este:

$$\Phi_{x1} = \Phi_{01}\left(\operatorname{ch} px + R_1\frac{\Lambda_s}{p}\right) - \frac{\beta}{\alpha}Ni\,(\operatorname{ch} px - 1) -$$

$$- Ni\,\frac{\Lambda_s c'(1-r)}{ph_b}\operatorname{sh} px \quad (16)$$

cu notațiile:

$$p = \sqrt{\alpha\Lambda_s} \quad (17)$$

$$r = \frac{\Lambda_s c'}{2} R_1. \quad (18)$$

Explicitînd raportul $\frac{\beta}{\alpha}$ pentru a separa termemul ce conține pe Λ_{4r} rezultă:

$$\frac{\beta}{\alpha} = m + n\,\Lambda_{4r} \quad (19)$$

cu

$$m = \frac{1}{\alpha h_b} \quad (20)$$

$$n = \frac{1}{\alpha\,\mu_0 A_3} \quad (21)$$

și deci:

$$\Phi_{x1} = \Phi_{01}\left(\operatorname{ch} px + R_1\frac{\Lambda_s}{p}\operatorname{sh} px\right) -$$

$$- m\,Ni\,(\operatorname{ch} px - 1) - n \cdot Ni \cdot \Lambda_{4r}(\operatorname{ch} px - 1) -$$

$$- Ni\,\frac{\Lambda_s c'(1-r)}{ph_b}\operatorname{sh} px. \quad (22)$$

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff pe conturul *II* din figura 1, și ținînd seama de relațiile (3) și (8), se obține:

$$Ni = \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^\delta \Phi_{x1}\,dx + \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^\delta\left(\frac{1}{2}\Phi_{x1} -\right.$$

$$\left. - Ni \cdot \Lambda_{4r}\right)dx + \left(\Phi_{01} + \frac{Ni}{h_b}\Lambda_s\frac{c'^2}{2}\right)R_1. \quad (23)$$

Înlocuind în relația (23) expresia lui Φ_{x1} dată de relația (22) și luînd în considerare relațiile (2), (9), (12), (14), (17) rezultă (Anexa II):

$$\Lambda'_{01} = \frac{M}{0} \quad (24)$$

unde:

$$M = \frac{1}{\alpha}\left\{1 + \alpha[m + n(1 - r_1)\Lambda'_{4r}]\left(\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} - \delta\right) + \right.$$

$$+ \frac{c'(1-r)}{h_b}(\operatorname{ch} p\delta - 1) +$$

$$\left. + \frac{\delta}{\mu_0 A_3}(1 - r_1)\Lambda'_{4r} - \frac{\Lambda_s}{h_b}\frac{c'^2}{2}R_1\right\} \quad (25)$$

$$0 = \frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} + R_1\left[\frac{1}{\alpha}\left(\operatorname{ch} p\delta - \frac{\delta}{\mu_0 A_3}\Lambda'_{4r}\right) + \right.$$

$$\left. + \Lambda'_{4r}\left(\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} - \delta\right)\right]. \quad (26)$$

Pentru $x = \delta$ avem:

$$\Phi_{x\delta} = Ni \cdot \Lambda''_{01}, \quad (27)$$

unde Λ''_{01} reprezintă permeanța echivalentă raportată la coloana centrală a miezului mobil al electromagnetului și se obține pe baza relației (22) punînd $x = \delta$ și ținînd seama de relațiile (2) și (9)—(12),

$$\Lambda''_{01} = \Lambda'_{01} \cdot P - Q \quad (28)$$

cu notațiile:

$$P = \operatorname{ch} p\delta + R_1\left[\Lambda_s\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} + n\,\Lambda'_{4r}(\operatorname{ch} p\delta - 1)\right] \quad (29)$$

$$Q = [m + n(1 - r_1)\,\Lambda'_{4r}]\,(\mathrm{ch}\,p\delta - 1) + \frac{\Lambda_s\,c'(1-r)}{h_b}\cdot\frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p}. \quad (30)$$

Conform figurii 1, fluxul într-o secțiune oarecare a coloanei centrale a miezului fix, ținînd seama de fluxul de scăpări între coloane Φ_s, va fi:

$$\Phi'_x = \Phi_{01} + \Phi_{sx} = \Phi_{01} + \int_0^x d\Phi_{sx} = \Phi_{01} + \int_0^x \frac{Ni}{h_b}(c' - x)\,\Lambda_s\,dx, \quad (31)$$

sau, înlocuind pe Φ_{01} din relația (1):

$$\Phi'_x = Ni\left[\Lambda'_{01} + \frac{\Lambda_s}{h_b}\left(c'x - \frac{x^2}{2}\right)\right]. \quad (32)$$

Analog, pentru miezul mobil:

$$\Phi''_x = Ni\left[\Lambda''_{01} + \frac{\Lambda_s}{h_b}\left(c_0 x - \frac{x^2}{2}\right)\right]. \quad (33)$$

Fluxul total al electromagnetului va fi:

$$\psi = \frac{N}{h_b}\left[\int_0^{c'}\Phi'_x\,dx + \int_0^{c_0}\Phi''_x\,dx + \int_0^{\delta}\Phi_{x1}\,dx\right]. \quad (34)$$

Calculînd separat cele trei integrale, se obține:

$$\int_0^{c'}\Phi'_x\,dx = Ni\left(\Lambda'_{01}\,c' + \frac{\Lambda_s}{h_b}\cdot\frac{c'^3}{3}\right) \quad (35)$$

$$\int_0^{c_0}\Phi''_x\,dx = Ni\left[(\Lambda'_{01}\cdot P - Q)\,c_0 + \frac{\Lambda_s}{h_b}\cdot\frac{c_0^3}{3}\right] \quad (36)$$

$$\int_0^{\delta}\Phi_x\,dx = Ni\,(\Lambda'_{01}\cdot S - T), \quad (37)$$

unde:

$$S = \frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} + R_1\left[\Lambda_s\frac{\mathrm{ch}\,p\delta - 1}{p^2} + \Lambda'_{4r}\left(\frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} - \delta\right)\right] \quad (38)$$

$$T = [m + n(1 - r_1)\,\Lambda'_{4r}]\left(\frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} - \delta\right) + \frac{\Lambda_s\,c'(1-r)}{h_b}\cdot\frac{\mathrm{ch}\,p\delta - 1}{p^2}. \quad (39)$$

Relația (37) s-a dedus din relația (II.3) (Anexa II).

Ținînd seama de relațiile (35), (36), (37), relația (34) devine:

$$\psi = N^2 i\,(C\cdot\Lambda'_{01} + D) \quad (40)$$

cu notațiile:

$$C = \frac{1}{h_b}(c' + c_0 P + S)$$

$$D = \frac{1}{h_b}\left(\frac{\Lambda_s}{h_b}\cdot\frac{c'^3 + c_0^3}{3} - c_0 Q - T\right).$$

Înlocuind pe P, Q, S și T din relațiile (29), (30), (38), (39), rezultă:

$$C = \frac{1}{h_b}\left\{c' + c_0\,\mathrm{ch}\,p\delta + \frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} + R_1\Lambda_s\left(c_0\frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} + \frac{\mathrm{ch}\,p\delta - 1}{p^2}\right) + R_1\Lambda'_{4r}\left[c_0(\mathrm{ch}\,p\delta - 1) + \frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} - \delta\right]\right. \quad (41)$$

$$D = \frac{1}{h_b}\left\{\Lambda_s\frac{c'^3 + c_0^3}{3h_b} - [m + n(1 - r_1)\,\Lambda'_{4r}]\cdot\left[c_0(\mathrm{ch}\,p\delta - 1) + \frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} - \delta\right] + \frac{\Lambda_s\,c'(1-r)}{h_b}\left(c_0\frac{\mathrm{sh}\,p\delta}{p} + \frac{\mathrm{ch}\,p\delta - 1}{p^2}\right)\right\}. \quad (42)$$

În consecință, inductivitatea electromagnetului va fi dată de relația:

$$L = \frac{\psi}{i} = N^2(C\Lambda'_{01} + D) \quad (43)$$

relație similară cu cea dedusă în [6], cu deosebirea că valorile fiecăruia din termeni sînt corectate ținînd seama de prezența întrefierului suplimentar.

Rezultate de calcul și experimentale

S-a considerat un electromagnet de tip E de fabricație curentă avînd următoarele date:

a_1	= 29 mm	d	= 18 mm	N	= 1980
a_3	= 19 mm	h'	= 46 mm	spire	
b	= 26 mm	h''	= 30 mm		
c'	= 32 mm	h_b	= 42 mm		

și s-a efectuat calculul inductivității pentru valori ale întrefierului δ cuprinse între 2 mm și 9 mm, în două situații: cu considerarea reluctanței întrefierului suplimentar și fără considerarea acestei reluctanțe. Pentru aceleași valori ale întrefierului, s-a determinat apoi experimental inductivitatea electromagnetului care, neglijînd pierderile în fier, poate fi calculată cu relația:

$$L = \frac{1}{\omega}\sqrt{Z^2 - R^2} \quad (44)$$

în care Z reprezintă impedanța înfășurării măsurată prin metoda ampermetrului și voltmetrului iar R — rezistența ohmică a înfășurării, măsurată în curent continuu.

Rezultatele calculelor și cele experimentale sînt prezentate în tabela 1 și reprezentate grafic, în funcție de întrefierul δ, în (fig. 2). Un exemplu de calcul este dat în anexa III.

Tabela 1

δ, [mm]		2	3	5	7	9
L_{exp}, H		1,34	1,073	0,855	0,735	0,67
L_{calc}, H	cu R_1	1,394	1,075	0,785	0,684	0,639
	fără R_1	1,6	1,205	0,868	0,75	0,685

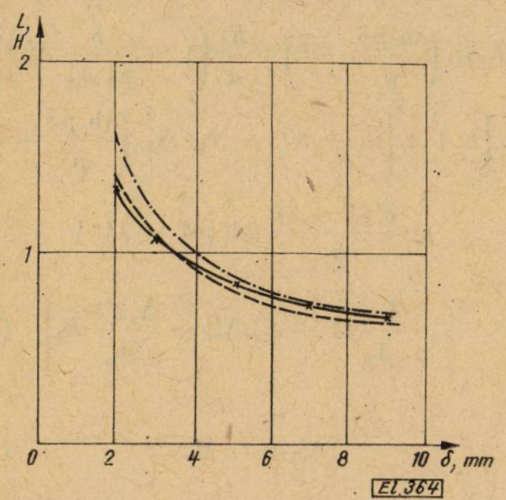


Fig. 2. Inductivitatea electromagnetului în funcție de întrefier:
–.– calculat fără R_1; – – – cu R_1 – experimental

Concluzii

— Determinarea inductivității prin metoda prezentată, atît în cazul considerării reluctanței întrefierului suplimentar cît și în cazul absenței acestui întrefier, duce la rezultate ce concordă bine cu determinările experimentale pentru valori relativ mari ale întrefierului (erori sub 10%).

— Pentru întrefieruri mai mici, neglijarea întrefierului suplimentar conduce, așa cum era de așteptat la erori mai mari (19,4%) față de cazul cînd se are în vedere prezența acestui întrefier (4,03%), întrucît, în acest caz, întrefierul suplimentar este mai apropiat ca mărime de întrefierurile de lucru ale electromagnetului.

ANEXA I

Valoarea permeanței Λ_4, se obține din sistemul format prin scrierea teoremei a doua a lui Kirchhoff pe contururile III și II din figura 1:

$$\frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{\delta} \Phi_{x3}\, dx - \Phi_4 R_4 = 0 \qquad (I.1)$$

$$\frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta} \Phi_{x1}\, dx + \Phi_1 R_1 + \Phi_4 R_4 = Ni. \qquad (I.2)$$

Ținînd seama de relația (3), sistemul de mai sus devine:

$$\frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{\delta} \Phi_{x3}\, dx - \Phi_4 R_4 = 0 \qquad (I.3)$$

$$\frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta} \Phi_{x1}\, dx + \left(\Phi_{01} + Ni\,\frac{\Lambda_s}{h_b}\cdot\frac{c'^2}{2}\right) R_1 + \Phi_4 R_4 = Ni, \qquad (I.4)$$

unde R_4 reprezintă reluctanța zonei 4.

Înlocuind, conform relației (8),

$$\Phi_{x3} = \frac{1}{2}\Phi_{x1} - \Phi_4,$$

sistemul capătă forma:

$$\frac{1}{2\mu_0 A_3}\int_0^{\delta} \Phi_{x1}\, dx - \frac{\delta}{\mu_0 A_3}\Phi_4 - \Phi_4 R_4 = 0 \qquad (I.5)$$

$$\frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta} \Phi_{x1}\, dx + \left(\Phi_{01} + Ni\,\frac{\Lambda_s}{h_b}\cdot\frac{c'^2}{2}\right) R_1 + \Phi_4 R_4 = Ni. \qquad (I.6)$$

Adunînd ecuațiile (I.5) și (I.6) se obține:

$$\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{1}{A_1}+\frac{1}{2A_3}\right)\int_0^{\delta} \Phi_{x1}\, dx - \frac{\delta}{\mu_0 A_3}\Phi_4 + \left(\Phi_{01} + Ni\,\frac{\Lambda_s}{h_b}\cdot\frac{c'^2}{2}\right) R_1 = Ni. \qquad (I.7)$$

Din ecuația (I.6) se scoate relația:

$$\int_0^{\delta} \Phi_{x1}\, dx = \mu_0 A_1\left[Ni\left(1 - \frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b} R_1\right) - \Phi_4 R_4 - \Phi_{01} R_1\right]. \qquad (I.8)$$

Înlocuind relația (I.8) în relația (I.7), rezultă:

$$\left(1+\frac{A_1}{2A_3}\right)\left[Ni\left(1 - \frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b} R_1\right) - \Phi_4 R_4 - \Phi_{01} R_1\right] - \frac{\delta}{\mu_0 A_3}\Phi_4 + \left(\Phi_{01} + Ni\,\frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b}\right) R_1 = Ni. \qquad (I.9)$$

Ținînd seama de relația (2), prin transformări, relația (I.9) devine:

$$Ni\cdot\frac{A_1}{2A_3}\left[1 - \left(\frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b} + \Lambda'_{01}\right) R_1\right] = \Phi_4\left[R_4\left(1+\frac{A_1}{2A_3}\right) + \frac{\delta}{\mu_0 A_3}\right], \qquad (I.10)$$

de unde se obține:

$$\Lambda_{4r} = \frac{\Phi_4}{Ni} = \frac{1 - \left(\frac{\Lambda_s c'^2}{2 h_b} + \Lambda'_{01}\right) R_1}{R_4\left(1 + \frac{2 A_3}{A_1}\right) + \frac{2\delta}{\mu_0 A_1}}. \qquad (I.11)$$

Notînd cu:

$$\Lambda'_{4r} = \frac{1}{R_4\left(1 + \frac{2 A_3}{A_1}\right) + \frac{2\delta}{\mu_0 A_1}}$$

permeanța zonei 4, raportată la tensiunea magnetomotoare a înfășurării, în absența întrefierului suplimentar, rezultă:

$$\Lambda_{4r} = \Lambda'_{4r}(1 - r_1 - r_2),$$

unde:

$$r_1 = \frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b} R_1$$

$$r_2 = \Lambda'_{01} R_1.$$

ANEXA II

Relația (23) devine:

$$Ni = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{1}{A_1} + \frac{1}{2A_3}\right)\int_0^\delta \Phi_{x1}\,dx -$$

$$- \frac{1}{\mu_0 A_3}\Lambda_{4r} Ni \int_0^\delta dx + \left(\Phi_{01} + Ni\frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b}\right) R_1. \qquad (II.1)$$

Înlocuind în relația (II.1) pe Φ_{x1} din relația (22), substituind, de asemenea, pe Λ_{4r} din relația (9) și luînd în considerare relațiile (12) și (14), rezultă:

$$Ni = \alpha\int_0^\delta \left[\Phi_{01}\left(\operatorname{ch} px + R_1\frac{\Lambda_s}{p}\operatorname{sh} px\right) - \right.$$

$$- m\,Ni(\operatorname{ch} px - 1) -$$

$$- n \cdot Ni\,\Lambda'_{4r}(1 - r_1 - \Lambda'_{01} R_1)(\operatorname{ch} px - 1) -$$

$$\left. - Ni\frac{\Lambda_s c'(1 - r)}{p h_b}\operatorname{sh} px\right] dx -$$

$$- \frac{1}{\mu_0 A_3}\Lambda'_{4r}(1 - r_1 - \Lambda'_{0r} R_1)\, Ni\int_0^\delta dx +$$

$$+ \left(\Phi_{01} + Ni\frac{\Lambda_s c'^2}{2 h_b}\right) R_1 \qquad (II.2)$$

sau, efectuînd integrările și înlocuind pe Φ_{01} cu expresia sa din relația (2):

$$Ni = \alpha\left\{Ni \cdot \Lambda'_{01}\left[\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} + R_1\frac{\Lambda_s}{p^2}(\operatorname{ch} p\delta - 1)\right] -\right.$$

$$- Ni[m + n(1 - r)\Lambda'_{4r} - R_1\Lambda'_{4r} \cdot \Lambda'_{01}] \cdot$$

$$\left. \cdot\left(\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} - \delta\right) - Ni\frac{\Lambda_s c'(1 - r)}{p^2 h_b}(\operatorname{ch} p\delta - 1)\right\} -$$

$$- Ni\frac{\delta}{\mu_0 A_3}[1 - r_1)\Lambda'_{4r} - R_1\Lambda'_{4r} \cdot \Lambda'_{01}] +$$

$$+ Ni\left(\Lambda'_{01} + \frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b}\right) R_1. \qquad (II.3)$$

Grupînd termenii și simplificînd cu Ni, se obține, ținînd seama de relația (17)

$$\Lambda'_{01}\left\{\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} + \frac{R_1}{\alpha} + (\operatorname{ch} p\delta - 1) + \right.$$

$$+ R_1\Lambda'_{4r}\left(\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} - \delta\right) + \frac{R_1}{\alpha}\left(1 - \frac{\delta}{\mu_0 A_3}\Lambda'_{4r}\right)\Big] =$$

$$= \frac{1}{\alpha}\left\{1 + \alpha\left[m + n(1 - r_1)\Lambda'_{4r}\left(\frac{\operatorname{sh} p\delta}{p} - \delta\right) + \right.\right.$$

$$+ \frac{c'(1 - r)}{h_b}(\operatorname{ch} p\delta - 1) +$$

$$\left. + \frac{\delta}{\mu_0 A_3}(1 - r_1)\Lambda'_{4r} - \frac{\Lambda_s c'^2}{2h_b} R_1\right\} \qquad (II.4)$$

sau

$$\Lambda'_{01} \cdot 0 = M. \qquad (II.5)$$

ANEXA III

Exemplu de calcul

Pentru $\delta = 2$ mm și $\delta_1 = 0{,}5$ mm se obțin următoarele rezultate (în paranteze este indicat numărul de ordine al relației din text sau al lucrării din lista bibliografică) în cazul cînd se ia în considerare întrefierul suplimentar:

$$A'_1 = 2{,}9 \cdot 2{,}6 = 7{,}54 \text{ cm}^2;$$

$$A_3 = 1{,}9 \cdot 2{,}6 + 0{,}2\left[\frac{2}{\pi}(1{,}9 + 2{,}6) + \frac{0{,}2}{2}\right] =$$

$$= 5{,}53 \text{ cm}^2, \qquad [5];$$

$$A_1 = 2{,}9 \cdot 2{,}6 + 0{,}2\left[\frac{2}{\pi}(2{,}9 + 2{,}6) + \right.$$

$$\left. + \frac{0{,}2}{2}\right]\left(1 - \frac{\pi \cdot 0{,}2^2}{8 \cdot 1{,}8 \cdot 4{,}2}\right) = 8{,}26 \text{ cm}^2, \qquad [5];$$

$$\Lambda_s = 2\mu_0\left[\frac{2}{\ln\frac{2{,}6 + 2 \cdot 1{,}8}{2{,}6}} + \right.$$

$$\left. + \frac{2 \cdot 1{,}9 + 1{,}8}{\pi \cdot 1{,}9\left(1 + \frac{1{,}8}{2{,}9}\right)} \ln\frac{2 \cdot 1{,}9 + 1{,}8}{1{,}8}\right] =$$

$$= 5{,}944\,\mu_0, \qquad [5];$$

$$R_4 = \frac{2 + \frac{2}{4,6-3}\ln\frac{4,6}{3}}{\mu_0(2\cdot 4,6+0,2)\left[\left(\frac{2,6+1,9}{\pi\cdot 4,6}+1\right)\ln\frac{2\cdot 4,6+0,2}{0,2}-1\right]} = \frac{0,054}{\mu_0}, \quad [5];$$

$$\Lambda'_{4r} = \frac{1}{\frac{0,054}{\mu_0}\left(1+\frac{2\cdot 5,53}{8,26}\right)+\frac{2\cdot 0,2}{\mu_0\cdot 8,26}} = 5,75\ \mu_0, \quad (10);$$

$$\alpha = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{1}{8,26}+\frac{1}{2\cdot 5,53}\right) = \frac{0,211}{\mu_0}, \ (14);$$

$$p = \sqrt{\frac{0,211}{\mu_0}\cdot 5,944\ \mu_0} = 1,12, \quad (17)$$

$$p\delta = 0,224$$

$$\mathrm{sh}p\delta = 0,227$$

$$\mathrm{ch}p\delta = 1,025$$

$$\mathrm{ch}p\delta - 1 = 0,025$$

$$\frac{\mathrm{ch}p\delta - 1}{p^2} = 0,0199$$

$$\frac{\mathrm{sh}p\delta}{p} = 0,202$$

$$\frac{\mathrm{sh}p\delta}{p} - \delta = 0,002;$$

$$m = \frac{1}{\frac{0,211}{\mu_0}\cdot 4,2} = 1,13\ \mu_0, \quad (20);$$

$$n = \frac{1}{\frac{0,211}{\mu_0}\cdot\mu_0\cdot 5,53} = 0,856, \quad (21);$$

$$R_1 = \frac{0,05}{\mu_0\cdot 7,54} = \frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0}$$

$$r_1 = \frac{5,944\ \mu_0\cdot 3,2^2}{2\cdot 4,2}\cdot\frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0} = 0,0474, \quad (11);$$

$$r = \frac{5,944\ \mu_0\cdot 3,2}{2}\cdot\frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0} = 0,0622, (18);$$

$$M = \frac{\mu_0}{0,211}\left\{1+\frac{0,211}{\mu_0}[1,13\mu_0 + 0,856(1 - 0,047)\cdot 5,75\mu_0]\,0,002 + \frac{3,2(1-0,062)}{4,2}\cdot 0,025 + \frac{0,2}{\mu_0\ 5,53}\cdot(1-0,047)\cdot 5,75\ \mu_0 - \frac{5,944\ \mu_0\cdot 3,2^2}{2\cdot 4,2}\cdot\frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0}\right\} = 5,55\ \mu_0, (25);$$

$$O = 0,202 + \frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0}\left[\frac{\mu_0}{0,211}(1,025 - 0,208) + 5,75\ \mu_0\cdot 0,002\right] = 0,227, \quad (26);$$

$$\Lambda'_{01} = \frac{5,55\ \mu_0}{0,227} = 24,6\ \mu_0, (24);$$

$$C = \frac{1}{4,2}\left[3,2 + 0,8\cdot 1,025 + 0,202 + \frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0}\cdot 5,944\ \mu_0\ (0,8\cdot 0,202 + 0,0199) + \frac{6,63\cdot 10^{-3}}{\mu_0}\cdot 5,75\ \mu_0\ (0,8\cdot 0,025 + 0,002)\right] \approx 1, \quad (41);$$

$$D = \frac{1}{4,2}\left\{5,944\ \mu_0\cdot\frac{3,2^3+0,8^3}{3\cdot 4,2} - [1,13\ \mu_0 + 0,856\ (1-0,047)\cdot 5,75\ \mu_0]\ (0,8\cdot 0,025 + 0,002) + \frac{5,944\ \mu_0\cdot 3,2\ (1-0,062)}{4,2}(0,8\cdot 0,202 + 0,0199)\right\} = 3,52\ \mu_0, (42);$$

$$L = 1980^2\cdot(24,6+3,52)\cdot 4\pi\cdot 10^{-9} = 1,394\mathrm{H}, \quad (43).$$

Eroarea față de determinarea experimentală este

$$\varepsilon = \frac{1,394-1,34}{1,34}\cdot 100 = 4,03\ \%.$$

În cazul cînd nu se consideră întrefierul suplimentar ($R_1 = 0$) o parte din elemente calculate anterior se modifică după cum urmează:

$$r_1 = 0$$

$$r = 0$$

$$M = 5,83\ \mu_0$$

$$O = 0,202$$

$$\Lambda'_{01} = 28,8\ \mu_0$$

$$D = 3,52\ \mu_0$$

și inductivitatea devine :

$$L = 1980^2\ (28{,}8 + 3{,}52)\cdot 4\pi\cdot 10^{-9} = 1{,}6\ \text{H},$$

cu eroarea corespunzătoare :

$$\varepsilon = \frac{1{,}6 - 1{,}34}{1{,}34}\cdot 100 = 19{,}4\,\%.$$

Bibliografie

[1] *Roters, H.* Electromagnetic Devices. John Wiley & Sons, London, 1963.

[2] *Rusin, Iu. S. C* voprosu rasciota magnitnoi provodi mosti. In : Priborostroienie, nr. 5, 1958.

[3] *Rusin, Iu. S. Po* povodu opredelenia magnitnoi provodimosti metodom Rotersa. In : Electromehanika, nr. 8, 1962, p. 933—934.

[4] Bul, B. K. Osnovî teorii i raşciota magnitnîh ţepei. Moscova — Leningrad, Izd, Energhia, 1964.

[5] *Pekker, I. I.* Rasciot induktivnosti III i II obraznîh elektromagnitov s ploskim iakorem, In : Elektromehanica, nr. 10, 1964, p. 1187—1194.

[6] *Pekker, I. I.* Rasciot induktivnosti elektromagnitovsiarmom i iakorem III i II obroznoi formî. In : Elektromehanika, nr. 10, 1964, p. 1187—1194.

Intrat în redacţie la 15. I. 1970

RECENZII

CZ538.542+536.212:621.315.5.018.44

A. Avramescu : **Eindringzeit des elektromagnetischen Feldes und des Wärmefeldes im Leiter.** (Durata de pătrundere a cîmpului electromagnetic şi a cîmpului termic în conductoare). În : Elektrotechnische Zeitschrift, ETZ-A Bd. **91**, nr. 4, 1970, p. 235—238, 4 fig. 15 ref. bibl.

Problemele de încălzire au în electrotehnică o deosebită importanţă pentru proiectarea maşinilor şi aparatelor electrice, atît în cazul cînd căldura dezvoltată este utilă, cît şi în cazul cînd ea reprezintă pierderi.

Pentru o repartiţie dată, în spaţiu şi în timp a densităţii de curent, repartiţia surselor de căldură se poate analiza foarte exact, prin metodele cunoscute. Dacă însă repartiţia în spaţiu şi în timp a densităţii de curent variază, atunci studiul repartiţiei surselor de căldură este dificil. În plus este necesar să se calculeze simultan variaţia cîmpului electromagnetic şi termic. În lucrare se arată că în studii de acest fel este utilă aplicarea invarianţilor fenomenelor de difuzie, introduşi de autor.

Analiza se conduce pe baza teoriei tehnicii reglării automate. La un impuls exterior, sistemul răspunde cu oscilaţii proprii. Variaţia în timp a mărimii de stare considerată denumită funcţie pondere $f(t)$ are ca transformată Laplace aşa numita funcţie de transfer. Autorul utilizează invarianţii :

$$F(o) = \int_0^\infty f(t)\ \ dt < M$$

$$F'(o) = \int_0^\infty t\, f(t) \equiv \mathrm{d}t$$

$$F''(0) = \int_0^\infty t^2\ f(t)\,\mathrm{d}t,$$

adică momentele temporale ale funcţiei pondere.

Dintre invarianţii care caracterizează durata de desfăşurare a fenomenelor de difuzie, momentul de ordin întîi este identic cu constanta de timp ,,arială'', introdusă de autor, definită ca durata medie pentru atingerea valorii finale a mărimii de stare $u(x_i, t)$ în zona interioară de simetrie ($x_i = 0$) a corpului, după o excitaţie superficială cu treapta unitară :

$$T = \frac{1}{u(\infty)} \int_0^\infty [u(0, \infty) - u(0, t)]\ \mathrm{d}t.$$

Acest invariant intrinsec are proprietatea de a avea o expresie simplă care nu depinde de frecvenţă ca şi adîncimea de pătrundere. Introducerea acestui invariant reprezintă o contribuţie originală, permiţînd să se aprecieze în mod simplu şi general durata fenomenelor tranzitorii, inclusiv a acelora al căror calcul este dificil de efectuat. Prin aceasta se realizează un însemnat progres în teoria fenomenelor tranzitorii de difuzie.

Rezultă că pentru difuzia unui cîmp în două corpuri geometric egale, dar din materiale diferite sau sub acţiunea a două cîmpuri diferite, duratele de pătrundere sînt legate de difuzivitatea a a materialului, prin relaţia $a_1\ T_1 = a_2\ T_2$.

Încălzirea în regim tranzitoriu la pătrunderea cîmpului electromagnetic se caracterizează prin valoare constantei de difuzie calculate prin formulele stabilite de autor, pentru cupru şi aluminiu.

Se indică apoi diferite aplicaţii. Interesantă este concluzia remarcabilă, care nu este cunoscută în lucrările altor autori, că durata de pătrundere este independentă de frecvenţa unei mărimi de excitaţie armonice dîndu-se exemple concrete. Astfel pentru tolă de oţel silicios de 0,35 mm grosime se obţine o durată de pătrundere $T = 42{,}5\ \mu\text{s}$.

Dintre aplicaţiile actuale posibile, se poate menţiona magnetohidrodinamica plasmei şi cîmpul electromagnetic în turbogeneratoarele cu rotor masiv. Astfel se poate considera o problemă interesantă de magnetohidrodinamică şi anume calculul timpului ,,de scurgere'' a inducţiei magnetice dintr-un punct în altul. Acest timp trebuie determinat pe baza ecuaţiei de difuzie :

$$\frac{\partial \overline{B}}{\partial t} = \lambda_M\ \ \nabla^2 \overline{B},$$

unde λ_M reprezintă difuzivitatea magnetică. În lucrările clasice de magnetohidrodinamică timpul ,,de scurgere'' se deduce aproximativ din ecuaţia de dimensiuni. Valoarea exactă a timpului ,,de scurgere'' rezultă însă imediat tocmai pe baza relaţiilor stabilite de autor. Se indică modul cum durata de pătrundere poate fi calculată direct din funcţia de transfer a sistemului. Autorul pune în evidenţă un aspect important în numeroase aplicaţii, arătînd că durata de pătrundere a cîmpului electromagnetic este mai mare decît durata de pătrundere a cîmpului termic în conductoarele cu rezistivitate electrică mică, dar la oţel duratele de pătrundere ale celor două cîmpuri sînt de acelaşi ordin de mărime.

Lucrarea aduce astfel contribuţii remercabile cu utilitate teoretică în ştiinţele fundamentale şi cu utilitate practică în calculul şi studiul funcţionării aparatelor şi maşinilor electrice.

Prof. A. Nicolaide

CZ 518.5 : 681.32

A. Ralston şi Hilf. S. W (editori). **Metode matematice pentru calculatorul digital.** II (Matematische Methoden für Digitalrechner II). München, Wien, R. Oldenbourg Verlag, 1969, 450 pag.

Această lucrare constituie, într-un sens, o continuare a unei lucrări anterioare a autorilor, dedicată aceloraşi probleme : metode metematice pentru calculatorul digital. Spre deosebire de volumul precedent, acesta este strîns

legat de limbajul de programare de nivel superior FORTRAN mai numit încă şi limbaj artificial (spre deosebire de limbajele naturale). Limbajul de programare FORTRAN a fost creat îndeosebi pentru uilizatori (ingineri, economişti, statisticieni etc.) şi este, alături de limbajul de programare COBOL, cel mai răspîndit. Orientarea lui către problemele, ştiinţifice şi tehnice îl face apt pentru a servi la programarea pe calculator digital a oricărei probleme de cercetare, proiectare, calcul tehnic şi chiar economic (înlocuind practic ALGOL-ul, limbaj mai pretenţios, mai sofisticat).

Pentru inginerul utilizator al unui calculator digital, în scopul rezolvării problemelor sale de calcul (de cercetare, de proiectare etc.) este de mare utilitate o lucrare care să-i pună la dispoziţie: metode de calcul numeric, algoritmi de calcul, tehnica elaborării unei organigrame de calcul şi chiar programe de calcul, elaborate în FORTRAN. O astfel de carte este cea pe care o prezentăm cititorului, în momentul de faţă şi care neîndoios îi va trezi interesul.

Pentru cei care nu cunosc încă limbajul FORTRAN, dar care doresc să-l înveţe, autorii le oferă acest prilej în cap. 1. ,,Limbaje de programare'', care constituie o introducere în limbajul FORTRAN şi o scurtă comparaţie între FORTRAN şi ALGOL.

Cap. 2 ,,Alogoritmul cîtului diferenţelor'' expune algoritmul respectiv cu aplicaţie directă la calculul zerourilor şi polilor unei ecuaţii transcendente şi la calculul zerourilor unui polinom. Pentru aceste două aplicaţii autorii prezintă programul de calcul scris în FORTRAN.

Cap. 3 ,,Rezolvarea sistemelor de ecuaţii liniare'' prezintă algoritmul de calcul al soluţiilor unui sistem de ecuaţii algebrice liniare, problemă care este deosebit de laborioasă dacă numărul de necunoscute (şi deci de ecuaţii) este mare (de exemplu în practică se întîlnesc astfel de sisteme cu peste 100 de ecuaţii). În acest caz algoritmul trebuie ales cu grijă în programul de calcul FORTRAN optimizat, din punct de vedere al timpului de lucru pe calculator.

În cap. 4 ,,Procedeul lui Givens şi Hauscholder pentru matrici simetrice'', constituie obiectul temei tratate. În fapt este vorba de un procedeu de calcul al valorilor proprii şi vectorilor proprii ai unei matrici simetrice pătratice reale. Capitolul se încheie cu programul FORTRAN al procedeului. O temă similară, de data aceasta referitoare la matrici cu elemente reale sau complexe, tratează şi cap. 5 ,,Algoritmul LV şi QR''.

Integrarea numerică, problemă extrem de importantă pentru aplicaţii, este tratată în cap. 6 ,,Progrese în integrarea numerică''. Se examinează următoarele metode: metoda Romberg, metoda Cebîşev, metoda Monte-Carlo, capitolul încheindu-se cu un program FORTRAN de cacul al integrandului.

Problema calculului digital al integralelor multiple constituie obiectul cap. 7 ,,Integrarea multiplă'', care se încheie de asemenea cu un program FORTRAN.

Cap. 8 ,,Interpolarea şi integrarea numerică'', tratează problema interpolării funcţiilor, încheindu-se cu un program de interpolare FORTRAN.

Capitolele 9—11 se ocupă de soluţionare cu ajutorul calculatorului digital a problemelor care conduc la formularea de ecuaţii transcendente, polinomiale şi cu derivate parţiale. Astfel cap. 9 se ocupă cu ,,Soluţionarea ecuaţiilor transcendente'', cap. 10 cu ,,Rezolvarea numerică a ecuaţiilor polinomiale şi procedeul rezultatelor'', pentru ca în cap. 11 să se utilizeze aşa-numitul procedeu cu direcţie alternativă'' la problema încălzirii conductoarelor în regim tranzitoriu. Toate se încheie cu programe FORTRAN.

Diverse procedee de calcul numeric sînt tratate în cap. 12 ,,Crearea şirurilor de numere'' şi cap. 13 ,,Aproximaţia Cebîşev''.

Lucrarea specialiştilor americani se dovedeşte extrem de utilă tuturor utilizatorilor de calculatoare electronice în scopul rezolvării problemelor tehnice (cercetare, proiectare) sau a problemelor economice. Fiecare procedeu de calcul numeric analizat este examinat şi din punct de vedere al stabilităţii (numerice) şi se încheie printr-un algoritm, un program FORTRAN şi unul sau mai multe exemple de aplicare. Acest fapt conferă lucrării caracterului de îndrumar teoretic şi practic al celor ce utilizează calculatorul digital, fapt pentru care o recomandăm tuturor inginerilor, fizicienilor şi matematicienilor care utilizează calculatorul în munca de cercetare, proiectare, conducere a economiei ş.a.m.d.

ing. *Fl. Stănciulescu*

REFERATE

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.61.001 4 : 536.48

Lehmann, I. P. **Incercarea dielectricilor în fluide criogene pînă la 200 kV şi 50 Hz** (Mesures diélectriques dans les fluides cryogéniques jusqu'à 200 kV et 50 Hz). În: Revue Générale de l'Électricité, tom **79**, nr. 1, ian 1970, p. 15—28, 20 fig., 7 ref. bibl.

Se descrie instalaţia de încercare a dielectricilor în fluide criogene şi măsurătorile efectuate cu tensiuni pînă la 200 kV la frecvenţa industrială 50 Hz. Drept fluide criogene s-au folosit hidrogenul, azotul şi heliul lichid cu presiuni între 0,01 şi 5 bari.

Măsurătorile au arătat că hidrogenul şi azotul sub forma de lichide sau gaze au o rigiditate dielectrică ridicată comparabilă cu cea a uleiului de transformator iar heliul prezintă o rigiditate dielectrică net inferioară. Se constată că rigiditatea dielectrică creşte o dată cu presiunea gazului sau lichidului criogen.

Încercările făcute cu izolanţi solizi aşezaţi într-un mediu criogen au arătat că rigiditatea dielectrică creşte la temperaturi coborîte ale mediului în care are loc experienţa. Aparatajul folosit la experienţele efectuate este prezentat atît sub aspectul caracteristicilor principale cît şi a schemei de montaj folosită la măsurători.

Se trasează curbele de variaţie ale rigidităţii dielectricilor studiaţi şi se arată care este perspectiva lor în domeniul proiectării aparatajului electrotehnic.

A.C.

CZ 621.315.611.015.52. : 621.3.046.81

Hogg, W. K. şi Walley, C. A. **Străpungerea izolaţiei de către descărcările parţiale.** Influenţa frecvenţei sursei de alimentare asupra caracteristicilor descărcării. (Break down of insulation by partial discharges. Influence of supply frequency on discharges characteristics). În: Proc. I. E. E. vol. **117**, nr. 1, 1970, p. 261—280, 8 fig., 2 tab, 144 ref. bibl.

Se prezintă fenomenul străpungerii electrice a unor gaze de presiune, ca şi caracteristicile de predescărcare pe care le acuză acestea la aplicarea unor tensiuni înalte sistemelor de electrozi. Se analizează mecanismul descărcării şi se fac aprecieri asupra valabilităţii legii lui Paschen pentru diferite zone de presiuni şi gradienţi. O serie de factori deosebit de importanţi în acest domeniu, cum sînt ai condiţionării (creşterea tensiunii de străpungere cu numărul de impulsuri aplicate în timp), influenţa materialului din care sînt făcuţi electrozii şi pregătirea lor, efectul unor filme izolante pe electrozi, a

suprafeței acestora, a prafului și impurităților, a amestecului de gaze, sînt pe larg și competent analizate în lucrare.

Rezultatele comunicate au o deosebită valoare pentru cei ce lucrează în domeniul construcției și exploatării echipamentelor de înaltă tensiune, funcționînd în gaze sub presiune.

Fl. T.

CZ 621.316.611 : 537.533/534

Belloc, P. și Fallov, B. **Aețiunea radiațiilor de mare energie asupra izolanților** (action des rayounements de grande énergie sub les isolants). În R. D. E. tom. **79**, nr. 1, 1970, p. 69 — 72.

Se prezintă lucrările desfășurate la laboratorul central al industriei electrotehnice din Franța (LCIE), în domeniul metodelor de apreciere a duratei de viață a izolanților supuși la iradiere: caracteristicile, tehnica de lucru s-au elaborat plecînd de la degradările permanente observate pe mai multe familii de izolanți supuși la diferiți timpi de iradiere. Materialele studiate au fost: politereftalat de etilen, hîrtie poliamidică, plastici cu greutate moleculară mare, stratificate, placate cu cupru, țesături impregnate, expuse la radiații tip γ provenite de la o sursă de cobalt 60 sau sursă de electroni de 6 MeV.

Dintre rezultatele comunicate merită a fi menționate următoarele:

— în procesul de degradare, variațiile caracteristicilor mecanice sînt mai semnificative ca cele electrice. Se poate determina o primă limită de „ținere" la radiații;

— se recomandă ca studiul duratei de viață a izolațiilor expuse la radiații să se facă în aer sau atmosferă inertă.

Se prezintă curbe care dau evoluția rezistivității transversale a unui izolant funcție de doza de iradiere aplicată ca și variația alungirii la rupere funcție de aceeași doză. O serie de fenomene parazite, stări tranzitorii, sînt prezentate de asemenea în lucrare.

Fl. T.

CZ 621.316.3 – SF6

Posturile fluidate cu SF_6 (Les postes fluidés au SF_6). În: L'industries françaises d'équipment, nr. 30, 1970, p. 42 — 51.

După o analiză a dielectricilor care ar putea intra în discuție pentru izolarea posturilor fluidate, se ajunge la concluzia că cel mai indicat este SF_6, datorită proprietăților sale electrice: rigiditate de 3 ori mai mare decît a aerului, iar la o presiune de 2 bar, rigiditatea sa este de ordinul aceleia oferite de ulei.

Se prezintă principiile constructive ce stau la baza proiectării unui asemenea post (instalații de acest gen funcționează în Franța la 175 și 245 kV), analizîndu-se elementele autonome, fracționarea fazelor în incinte separate, care în caz de defect să nu prejudicieze funcționarea ansamblului.

O analiză a elementelor ce intră în componența unui post este făcută în finalul lucrării; de asemenea se compară performanțele oferite de aceste construcții, cu cele clasice.

CZ 537.523 : 621.317.318.001..

Ivanov, A. V. și Larionov, V. P. **Distribuția sarcinilor în zona de ionizare, prin descărcări superficiale** (Raspredelenie zariada v zone ionizații pri poverhnostnom razriade) În: Electricestvo, **90**, nr. 3, 1970, p. 71—74, 6 fig., 3 ref. bibl.

La dezvoltarea descărcărilor în aer se formează sarcini care adesea sînt atrase de suprafața dielectricelor solizi. Cîmpul electric creat de aceste sarcini, influențează asupra proceselor de ionizare și în special asupra mărimii tensiunilor de străpungere.

Se prezintă o metodă (denumită de autor, electrografică) și aparatura corespunzătoare necesară evidențierii fenomenului. Generatorul de impuls utilizat pentru înregistrarea figurilor caracteristice (care după autori se deosebesc de cele cunoscute sub numele de figurile lui Lichtenberg), are o capacitate de impuls de 0,022 μ F, cu posibilitatea de a obține unde cu front variabil, variind rezistența de front a aparatului.

Dintre rezultatele mai importante pot fi citate următoarele:

— se poate evidenția absolvi

— se poate evidenția absorbția sarcinilor electrice de către dielectric;

— figurile obținute pentru acumulările de sarcini pozitive și negative, sînt caracteristice;

— grosimea dielectricului și durata frontului impulsului de tensiune influențează asupra procesului.

Fl. T.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. șt. tehn. V. Corlățeanu; ing. Șt. Grosu; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. Răduleț; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30 060 300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5622. *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК621.313.17.016.1.001.2
Букуренчу, С. и *Крэчунеску А.*: **К вопросу о выражении электромагнитного момента на электрических машинах с неравномерным воздушным зазором**
Electrotehnica 18, № 9, сент 1970, стр. 324–330

Устанавливается качественное выражение электро магнитного момента, созданного способом анизотропической формы: на основе этого способа осуществляются вращательные электрические машины с неравномерным воздушным зазором (синрхронная реактивная машина, машина Fransua). Обработка проводится термодинамическим путем в рамках теории электро. магнетического поля, в отличие от обычного способа обработки по теории электрической цепи с переменными параметрами. Эту формулу электромагнитного момента можно также установить методом максвелленовых напряжений. Полученное выражение необходимо для единого современного представления теории электрических машин, на языке теории электромагнитного поля.

ДК 621.313.322.012.8 : 681.332.64
Стэнчулеску, Фл., Флореску, Д. и Гионе Р.: **Математическая модель синхронной машины для аналоговой вычислительной машины**
Electrotehnica 18, № 9, сент 1970, стр. 330–336

Приводится математическо-динамическая модель синхронной машины, подключенной к приемнику импеданского типа, вписанная для разрешения различных динамических режимов на аналоговых вычислительных устройствах. Выводятся стационарные выражения величин u_d, u_q, i_d и i_q при заданном u_e и выражения постоянной времени и коэффициента усиления машины. Полученные результаты сравниваются с результатами аналогического моделирования.

ДК 621.313.323.016.35 : 681.322
Мику, Е.: **Программа для определения стабильности синхроного двигателя при низкой частоте, на цифровой вычислительной машине**
Electrotehnica 18, № 9, сент 1970, стр. 336–339

Необходимость расчета динамической стабильности винхронного двигателя была вызвана новыми возможсостями, созданными электронной мощностью в принодах синхронных двигателей, путем их питания от инвертеров с тиристорами переменной частоты. В работе описана программа для числовой вычислительной машины, позволяющая определять пределы динамической стабильности синхронного двигателя с переменным моментом сопротивления. Этот предел вычисляется для различных величин напряжения, тока возбуждения и момента инерции действия. Программа может быть использована при определении предела стабильности любой автоматической линейной системы

ДК621.316.57.014.31 : 621.3.064.44
Шербэнеску, М.: **Продолжительность электрической дуги и длина ее потухания в приборах среднего напряжения с магнитным регулированием**
Electrotehnica 18, № 9, сент 1970, стр. 339–348

Приведены соотношения, отмечающие эволюцию тока электрической дуги размыкания от ее возникновения до момента потухания. Даются диаграммы решений уровнения и описывается метод последовательного исследования полупериодов тока. Работа иллюстрируется двумя примерами расчета с экспериментальной проверкой продолжительности дуги и длины ее потухания в случае размыканий с потуханием при втором, соответственно при третьем переходе через нуль тока.

ДК621.315.614.72.092.1
Никола, Гр. и *Ликэ, В.*: **Слоистые материалы с высокими штамповочными свойствами**
Electrotehnica 18, № 9, сент 1970, стр.349–354

Описаны работы, проведенные в рамках F. C. M. E. в целях получения четырех типов слоистых штамповоъных материалов, предназначенных для строительной промышленности телефонных и электронных приборов. Излагаются свойства слоистых материалов в нормальных условиях, в средах с повышенной влажностью, а также их поведение при штамповке в зависимости от емпературы штампования.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА
ДК 621.318.371.011.3.001.24
Динкулеску, П.: **Расчет индуктивности электромагнита двойного типа с дополнительным воздушным зазором на главной колонне.**
Electrotehnica 18, № 9, сент 1970, стр. 355–362

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ

INHALT

DK 621.313.17.016.1.001.2

Bucurenciu, S. und Crăciunescu, A. : **Ueber den Ausdruck der elektromagnetischen Kupplung der elektrischen Maschinen mit ungleichmässigen Luftspalt.**

Electrotehnica 18 H. 9, sept 1970, S 324–330

Es wird der qualitative Ausdruch der elektromagnetischen Kupplung festgestellt, welche durch das Verfahren der Formanisotopie erzeugt wird, ein Verfahren auf Grund dessen die sich drehenden elektrischen Maschinen mit ungleichmässigen lufptspalt (die synchrone Reaktivmaschine, die Fransuamaschine) erzeugt werden. Das Verfahren wird auf termodynamischen Weg angewandt und zwar im Rahmen der Theorie des elektromagnetischen Feldes zum Unterschied vom üblichen Verfahren im Rahmen der Theorie der elektrischen Kreise mit veränderlichen Parametern. Dieselbe Formel der elektromagnetischen Kupplung wird auch durch die Methode der Maxwell' schen Spannungen gefunden. Den erhaltanen Ausdruch benötigt man zur einheitlichen, modernen Darstellung der Theorie elektrischer Maschinen im der Ausdrucksweise der Theorie des elektromagnetischen Feldes.

DK 621.313.322.012.8 : 671.332.64

Stănciulescu Fl., Florescu, D. und *Ghione, R.* : **Ein mathematisches Modell der Synchronmaschine für den Analogrechner.**

Electrotehnica 18, H. 9, sept 1970, S 330–336

Manzeigt ein mathematisches dynamisches Modell der Synchronmaschine angeschlossen an Emplängern der Type Impedanz zur Lösung der verschiedenen dynamischen Zustände auf dem Analogrechner. Abgeleitet werden die stationären Ausdrücke der Grössen u_d, u_q, i_d und i_q zu einem gegebenen u_e sowie die Ausdrücke der Zeitkonstanten und des Verstärkungs faktors der Maschine. Die erhaltenen Resultate vergleicht man mit denen, die Analogmodellierung erhalten wurden.

DK 621.313.323.016.35 : 681.322

Micu, E. : **Programm zur Bestimmung der Stabilitätsgrenze des Synchronmotors mittels dés numerischen Rechners beiniedrigen Frequenzen.**

Electrotehnica 18, H. 9, sept 1970, S. 336–339

Die Berechung der dynamischen Stabilitätsgrenze beim Synchronmotor erwier sich als motwendig im Zusammenhang mit den Möglichkeiten welche die Leistungselektronik beim Antrieb mittels Synchronmotoren — durch deren Speizung durch Thyristorinverter veränderlicher Frequenz. Die Arbeit zeigt eim Programm für den numerischen Rechner, welcher die Bestimmung der dynamischen Stabilitätsgrenze des Synchronmotors mit veränderlichem Belastungsdrehmoment ermöglicht. Dieser Grenzwert wird für verschiedene Werte der Speisespannung, des Erregerstromes und des Trägheitsmomentes des Antriebes berechnet. Das Programm kann zur Bestimmung der Stabilitätsgrenze jedes linearen automatischen Systems verwendet werden.

DK 621.316.57.014.31 : 681.3.064.44

Şerbănescu, M. : **Die Dauer des elektrischen Lichtbogens und seine Löschlänge in den Apparaten mittlerer Spannung mit Blasmagnet.**

Electrotehnica 18, H. 9, sept 1970, S. 339–348

Angegeben werden Beziehungen, weleche die Evolution des Stromes beim elektrischen Ausschaltlichtbogen von dessen Bildung bis zum Löschmoment, darstellen. Ferenr werden die Diagramme der Lösungen der aufgestellten Gleichungen gezeig tund die Methode der schrittweisen Untersuchung der Stromwechsel erörtert. Man gibt Berechnugnsbeispiele an mit experimentaller Nachprüfung der licht bogendauer und dessen Löschlänge im Table des Ausschalten mit der Löschung viem zweiten bzw. Beim dritten Nulldurchgang der Stromes.

Fur der jungen Ingenieur

DK 621.315.614.72.002.1

Nicola, Gr und *Lică, V.* **Geschitete Stoffe mit vorzüglichen Stanzeigenschaften.**

Electrotehnica 18, H. 9, sept 1970, S. 349–354

Man zeigt die beim F. O. M. E. unternommenen Untersuchungen zwecks Erhaltens von vier geschichteten Stanzmaterialien für die Industrie der elektronischen und der Telefonapparate. Ferner werden die Eigenschaften der Materialien besprochen, die unter normalen Bedingungen bzw. bei erhöhter Feuchtigkeit geschichtet werden und deren Verhalten beim Stanzen im Abhängigkeit der Stanztemperatur angegeben. keitswiderstand steigt.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.313.371.011.3.001.34

Dinculescu, P. : *Die* **Berechnung der Induktivität des doppelten Elektromagneten mit ungleicher. Bewechrung und zusätzlichen Luftspalt auf der zentralsänle.**

Electrotehnica 18, H. 9, sept. 1970, p. 355–362

BUCHBESPRECHUNGEN 362

REFERATE 363

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 **Mașini electrice de curent continuu și alternativ. Generatoare. Motoare.**

CZ 621.313.001.24 :538.114 : 681.3

Reppe, K. **Sistem de prelucrarea datelor pentru trasarea curbelor de magnetizare ale diverselor tipuri de fier.**
În : Siemens Z. **44**, nr. 3 mar 1970 p. 150 — 152, 4 fig. 2 ref. bibl.

CZ 621.313.037.8.006.25

Markwarth, E. **Stația experimentală a Societății de studii, pentru instalațiile de înaltă tensiune.** În : Elektroteh. Z. (ETZ-A) **91**,3 mar 1970, p. 173 — 176.

CZ 621.313.32.001

Gruhn, G. **Bazele teoretice ale unei metode pentru determinarea parametrilor mașinilor sincrone.** În : Elektrie **24**, nr. 3 mar. 1970, p. 78 — 80, 1 fig. 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.322—81 : 621.313.322.045

Vögele, H. **Măsurători pentru reducerea pierderilor datorate curenților de circulație în înfășurările de inducție a turboalternatoarelor.** În : Rev Brown Boveri **57** nr. 1, 1970 p. 32—41, 12 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 **Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice.**

CZ 621.314.2

Gerlach, H. și *Müller, K.* **Transformatorul pentru temperaturi joase.** În : Elektrie **24**, nr. 3 mar 1970, p. 81 — 83, 8 fig., 1 tabl.

CZ 621.314.21.027.8.048.1

Casper, W., Heindl, H., Hurrle, K. și *Widmann, W.* : **Dimensionarea izolanților de transformatoare de tensiune foarte înaltă.** În : Elektroteh. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 4, apr 1970, p. 266 — 229, 3 fig., 1 tabl., 11 ref. bibl.

CZ 621.314.223

Barbulow, G. : **Profilul optim de transport al autotransformatoarelor de puteri limite.** În Elektrie, **24** nr. 3, mar 1970, p. 88 — 89, 1 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.315 **Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cable. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalații.**

CZ 621.315.1.015.38

Glavetsch, H., Karrenbauer, H. și *Völcker, O.* **Influența diferiților parametri de rețea asupra amplitudinii și alurii de supratensiuni de manevră.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 4, apr 1970, p. 206 — 211, 13 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.315.1.027.8.048+621.311.4.027.8.048

Dorsch, H. și *Rabus, W.* : **Considerații generale asupra dimensionării elementelor izolante în instalațiile trifazate de foarte înaltă tensiune.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 4, apr 1970, p. 193 — 201, 11 fig., 4 tabl., 29 ref. bibl.

CZ 621.315.2 : 621.315.619.9

Heinemann, H. J. : **Dezvoltarea, controlul și utilizarea cablelor de 110 kV, izolate în plastic.** În : Elektrotech. Z. (ETZA)-**91**, nr. 3 mar 1970, p. 149 — 152, 3 fig. 1 tabl.

CZ 621.315.2 : 621.317.333.4

Sutter, H. : **Camion echipat pentru localizarea defectelor pe cablele de forță.** În : Siemens, Z. **44** nr. 4, 1970, p. 205 — — 207, 2 fig., 1 tabl.

CZ 621.315.211.9.027.3 : 621.315.616.96.027.3

Mair, H. J. : **Polietilenele ca izolanți de înaltă tensiune în cablele de transport de energie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **22**, nr. 4, 20 feb 1970, p. 84, 1 fig., 2 ref. bibl.

CZ 538.542+536.212:621-315.018.44

Avramescu, A. : **Timpi de penetrarea cîmpului electromagnetic și termic în conductoare.** În Electrotech. Z. (ETZ-A) **91** nr. 4, apr. 1070, p. 235 — 238, 4 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.315.62.014 : 621.315.616.96

Baatz, H. : **Scopul urmărit de Societatea pentru studierea instalațiilor de înaltă tensiune, în domeniul izolațiilor cu plastic,** În : Elektrotech. (ETZ-A) **91**, nr. 3 — mar 1970, p. 130 — 133. 9 fig.

CZ 621.315.616.9

Weigelt, W. **Fabricarea cablelor cu izolare sintetică începînd cu alegerea materialului pînă la pozare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 3 mar 1970, p. 148.

CZ 621.315.616.9 048.001.8

Riemer, H. W. : **Experiențe în exploatare făcute cu izolările sintetice.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, 3 mar 1970, p. 160 — 164, 10 fig., 6 ref. bibl.

CZ. 621.316 **Distribuirea energiei electrice. Rețele. Redeschiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecția aparatelor și instalațiilor.**

CZ 621.316.5 — 213.44 : 621.315.616.904 — 213 — 11

Barlian, R. : **Elemente din mase plastice pentru echipamente electrice antideflagrante.** În : Elektrich. Z. (ETZ-B) **22** nr. 4, 1970, p. 76 — 79, 6 fig., 2 tabl., 1 ref. bibl.

CZ 621.316.54 — 523

Schittler, H. **Intrerupătoare controlate de la distanță pentru circuitele de lumină.** În : Siemens, Z. **44**, nr. 4 apr 1970, p. 253 — 254, 7 fig.

CZ 621.316.7.077.65

Schröder, D. : **Caracteristicile dinamice a dispozitivelor de comandă a redresoarelor, cu comutație naturală.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91** nr. 4 apr. 1970, p. 242 — 243, 5 fig.

CZ 621.318 **Aplicații industriale ale magnetismului și magneților. Electromagneți. Relee.**

CZ 621.318.13.042. :621.1382

Boll, R., Bretthauner, K. : **Componente magnetice miezuri inelare din bandă de aliaje magnetice moi.** În : Siemens. Z. **44**, nr. 3 mar 1970, p. 142 — 150, 9 fig., 3 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621·318.43.045 : 669·71

Bode, H. K., Spingler, H. **Reactor cu miez din deșeuri și înfășurare de aluminiu.** În : Siemens Z, **44**, nr. 3, mar 1970, p. 138 — 141, 7 fig., r 3 ref. bibl.

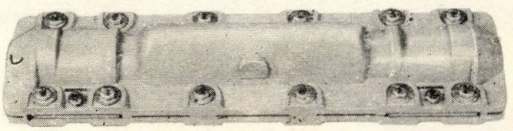
CZ 621.319 **Condensatoare**

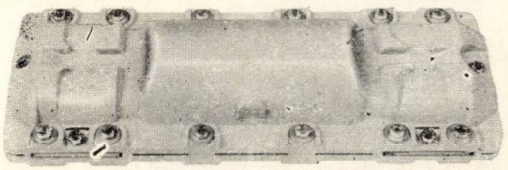
CZ 621.319.2

Euler, K. J. : **Electreți dielectrici cu cîmpurile electrice permanente.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **90**, nr. 23 1969, p. 600 — 603, 8 fig. , 4 tabl. 29 ref. bibl.

WQ

Mufe de legătură și de ramificație din material sintetic





rezistente la presiune, pentru orice fel de cabluri cu manta de plumb, material sintetic și oțel

Program de fabricație:

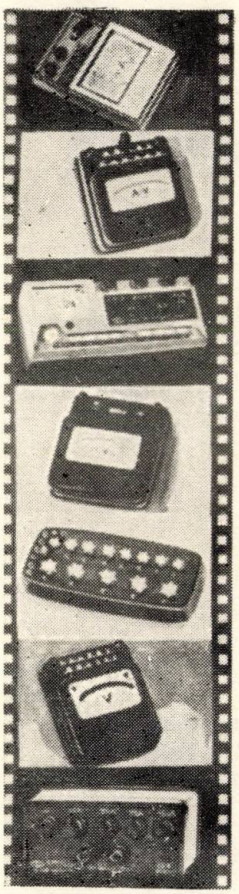
Reglete cu cleme și reglete de conexiune. Reglete cu contacte de fișă. Cutii de distribuție din mase plastice, tablă de oțel și fontă. Rozete de priză și de separație. Comutatoare multiple. Cutii de siguranțe. Reglete terminale și reglete de repartitor. Cutii terminale de cablu. Cutii terminale de separație. Cutii de ramificație. Cutii de ramificație terminale. Dulapuri de cable și rame pentru manșoane terminale de cablu. Repartitori principali. Cabine telefonice. Carcase din tablă pentru industrie și pentru comunicație. Aparate pentru protecția catodică contra coroziunii. Aparate pentru serviciul și construcții telefonice.

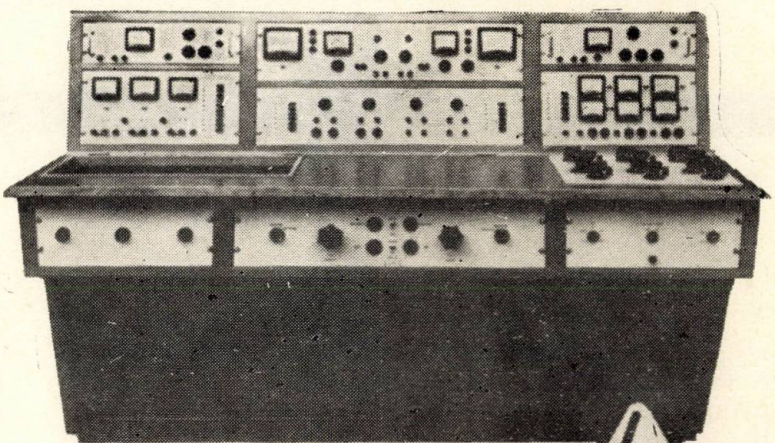
WILHELM QUANTE. Uellendahler Strasse 353 5600 Wuppertal Elberfeld. Republica Federală a Germaniei

Tîrgul de mostre București, Hala 7 — Standul 219

PUBLICOM

PRODUCĂTOR ȘI EXPORTATOR:

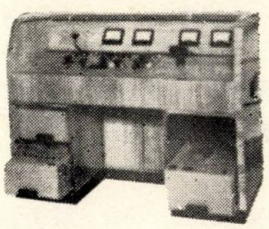




Fabrica de instrumente de măsură

BUDAPESTA 5, căsuța poștală 577 – UNGARIA

GANZ



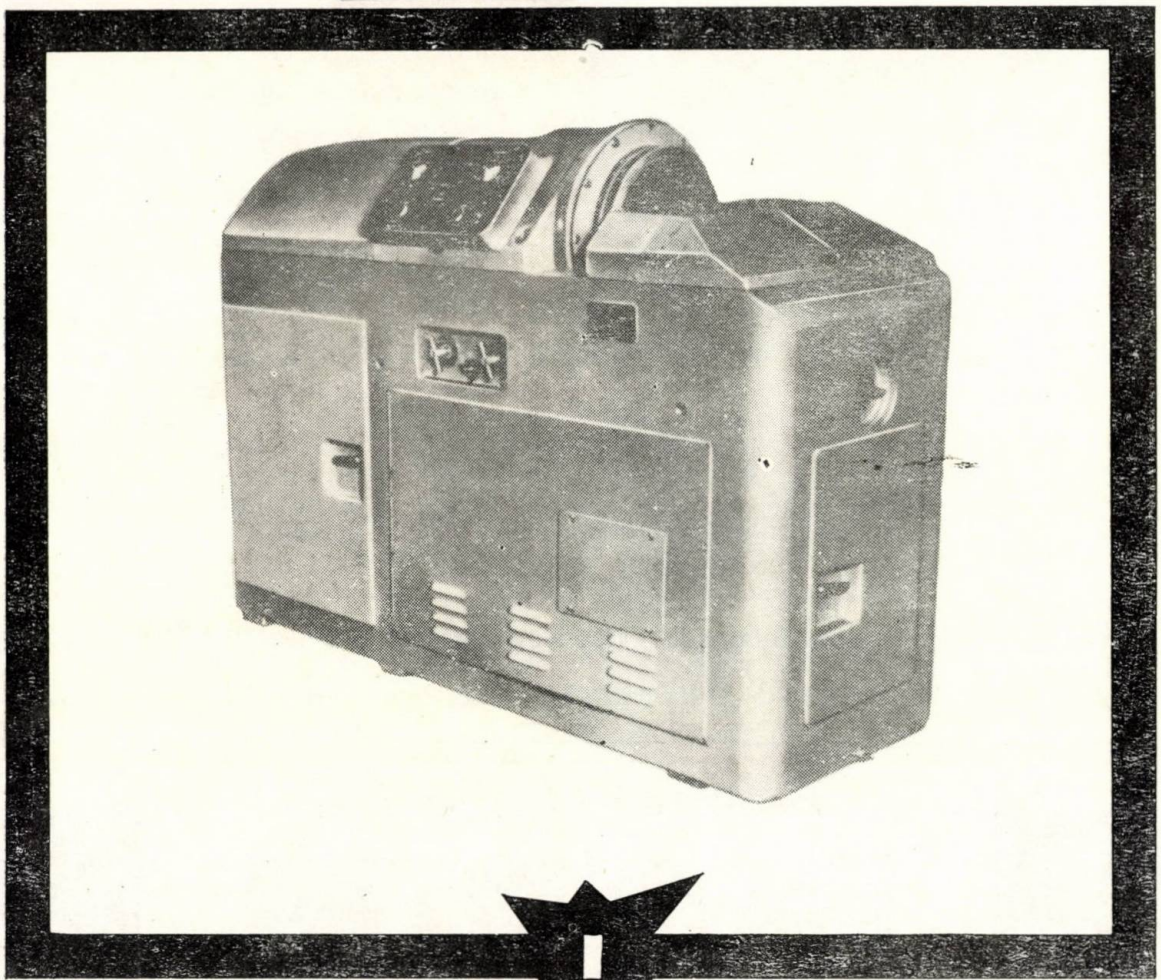
Importator

MAȘINIMPORT

Tehnoimport, București

Publicom

MCT



PROCEDEU NOU

de sudare prin fricţiune, la aparate de sudare MCT, a metalelor feroase şi neferoase, în diferite combinaţii fără consum de electricitate

La sudarea prin fricţiune se garantează :

- o productivitate înaltă (120 suduri pe oră)
- calitatea perfectă a îmbinărilor
- absenţa gazelor nocive şi radiaţiilor ultraviolete.

Performanţe

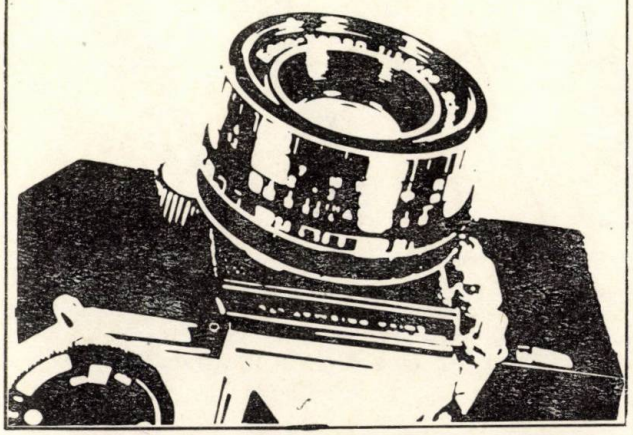
	MCT—35	MCT—41
Puterea nominală, kW	22	40
Diametrul pieselor sudate, mm	16—36	20—50

ENERGOMACHEXPORT

Exportator :

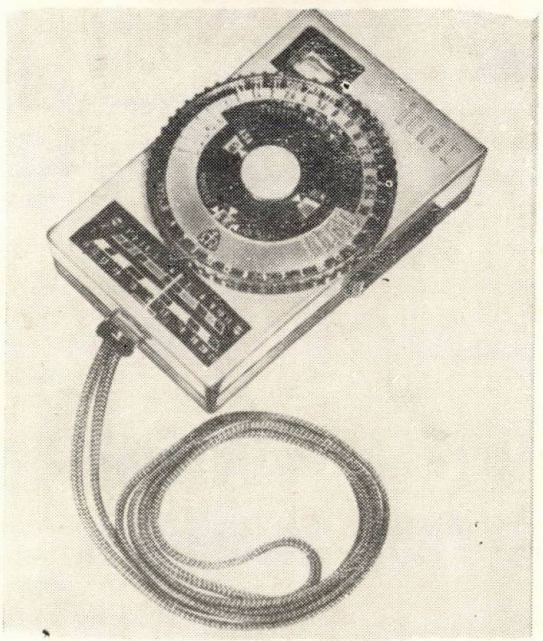
V/O „Energomachexport" str. Mosfilmovskaia, 35 Moscova V — 330, U.R.S.S.
Telex : 255

PUBLICOM



VEŢI FI MULŢUMIŢI CU

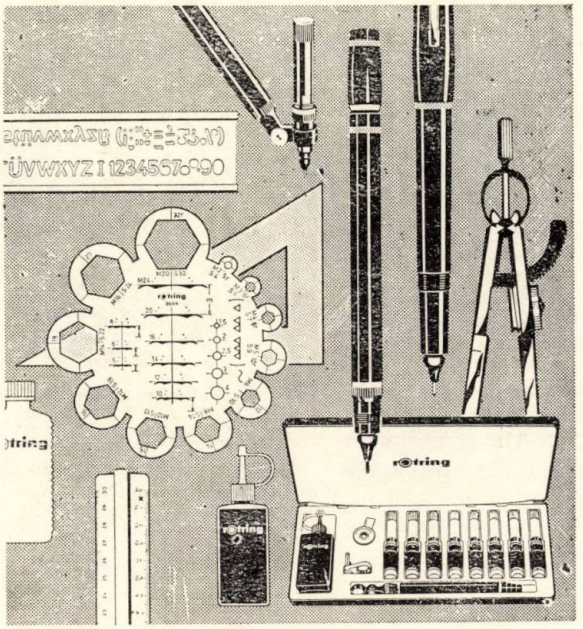
LUNEX



O înaltă sensibilitate şi două domenii de măsură — acestea sînt proprietăţile principale ale exponometrului LUNEX. Acesta constituie un ajutor ideal atît pentru fotografii profesionişti, cît şi pentru fotoamatorii avansaţi.

KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ. DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA - CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel: 3801

PUBLICOM



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm. Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată şi exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă. Cu Rotring se poate desena mai uşor — mai repede — mai raţional!

- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

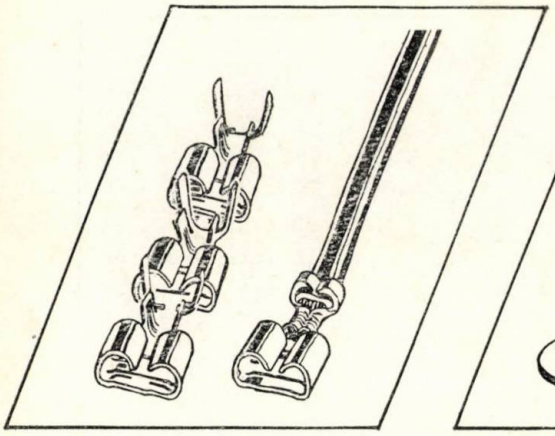
O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE–WERK 2 Hamburg–54
POSTFACH 13 529 R.F.G.

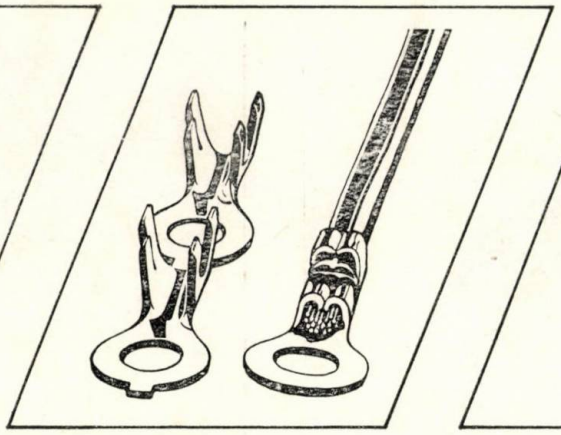
EXPUNEM LA TÎRGUL INTERNAŢIONAL BUCUREŞTI 1970, Hala 1 (parter), stand nr. 250

Vă rugăm cereţi prospecte!

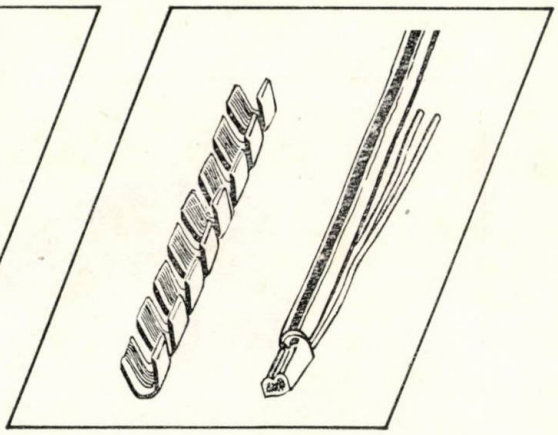
PUBLICOM



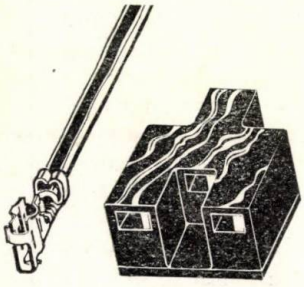
Terminali FASTON
pentru toate aplicaţiile



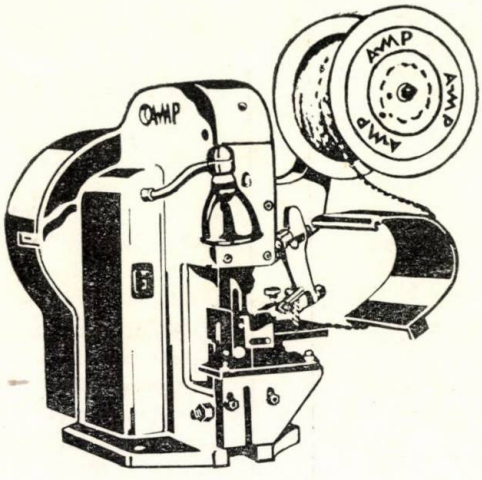
Terminali AUTOMATICI
pentru toate aplicaţiile



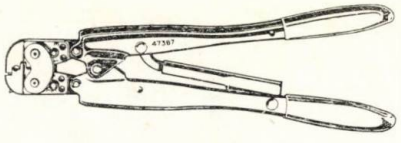
Conectori AMPLIVAR
pentru conexiunea conductorilor emailaţi în motoarele electrice



CLUSTER BLOCKS
terminali şi cutii izolante pentru sectorul electrocasnic



AMP-O-LECTRIC
maşina automată pentru agrafatura în serie



Cleşte CERTI-CRIMP
utilaj manual pentru agrafatura în mică serie, întreţinere şi reparaţii.

DINTRE 24.000 RĂSPUNSURI AMP LA PROBLEMELE DE CONEXIUNE ELECTRICĂ FĂRĂ SUDURĂ

Societatea AMP pune la dispoziţia industriilor electrice şi electronice o vastă gamă de terminali şi conectori, agrafabili la conductori cu ajutorul unei moderne tehnici de conexiune electrică fără sudură, rapidă, sigură şi economică. Maşinile automate şi semiautomate AMP permit obţinerea unor ritmuri productive superioare la 3000 conexiuni/oră, pentru mici volume de producţie sînt eficiente utilajele manuale. În plus, AMP oferă clientelei sale o asistenţă tehnică de deosebită competenţă, de real ajutor utilizatorului în alegerea soluţiilor optime, pentru cele mai diverse aplicaţii.

32 stabilimente distribuite pe întreg globul, condiţionează o distribuţie capilară a produselor AMP şi asigură oriunde o absolută omogenitate şi continuitate a producţiei şi întreţinerii.

O uşoară reperabitate şi a părţilor de schimb, o atentă consultaţie în aplicarea produselor, o optimă asistenţă tehnică şi în sfirşit, o experienţă de 30 de ani în sectorul conexiunilor electrice fără sudură, reprezintă cea mai sigură garanţie în utilizarea produselor AMP

AMP

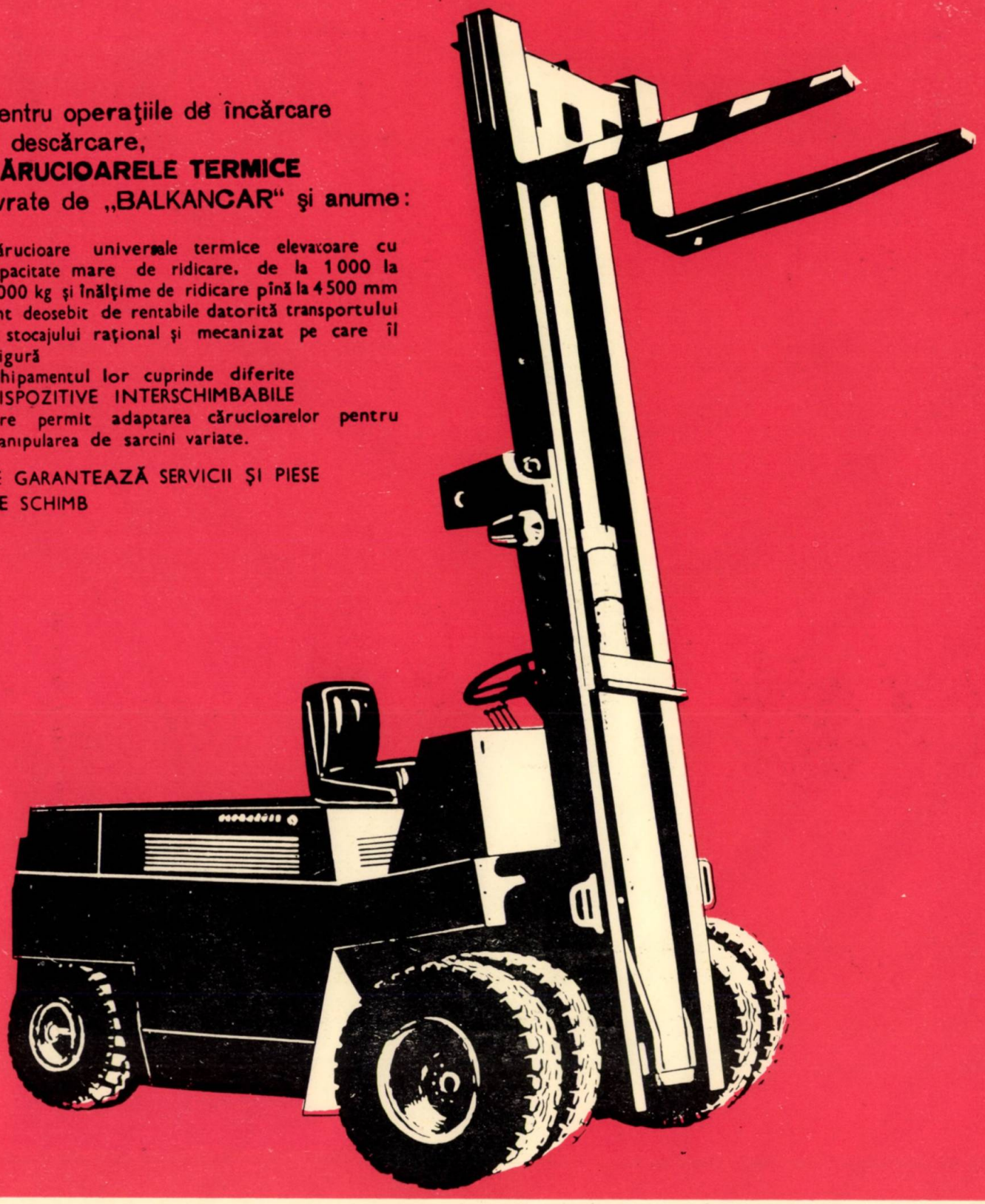
AMP Italia S.p.A. **Sede: 10093 COLLEGNO (Torino) - C.so F.lli Cervi 15 - tel. 78.56.56 (10 linee)**

BALKANCAR — GARANȚIE PENTRU CALITATE SUPERIOARĂ!

Pentru operațiile de încărcare
și descărcare,
CĂRUCIOARELE TERMICE
livrate de „BALKANCAR" și anume:

Cărucioare universale termice elevatoare cu capacitate mare de ridicare, de la 1 000 la 5 000 kg și înălțime de ridicare pînă la 4 500 mm sînt deosebit de rentabile datorită transportului și stocajului rațional și mecanizat pe care îl asigură
Echipamentul lor cuprinde diferite
DISPOZITIVE INTERSCHIMBABILE
care permit adaptarea cărucioarelor pentru manipularea de sarcini variate.

SE GARANTEAZĂ SERVICII ȘI PIESE
DE SCHIMB



Pentru orice informație sau cerere de ofertă, binevoiți a vă adresa la:
BALKANCARIMPEX, Direcția „Export" — Bulgaria, Sofia
56, str. Alabine — Telex: 386 — Telegrame: Balkancarimpex — Export, Sofia

balkancar

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI ● BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 ● TELEFON 31.41.00

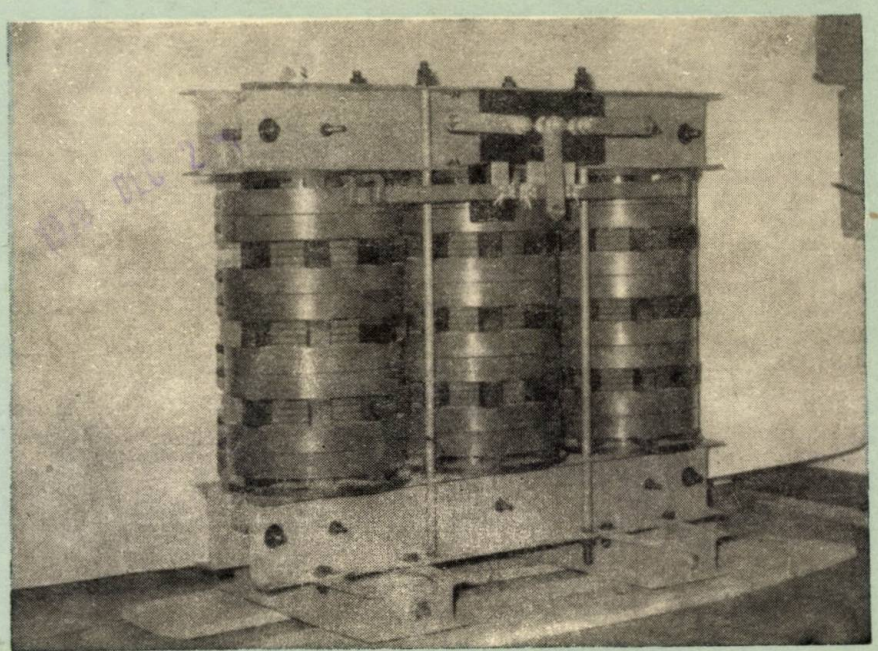
Электротехнический Научно — исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs- und Proiectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotehnique

ICPE



Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

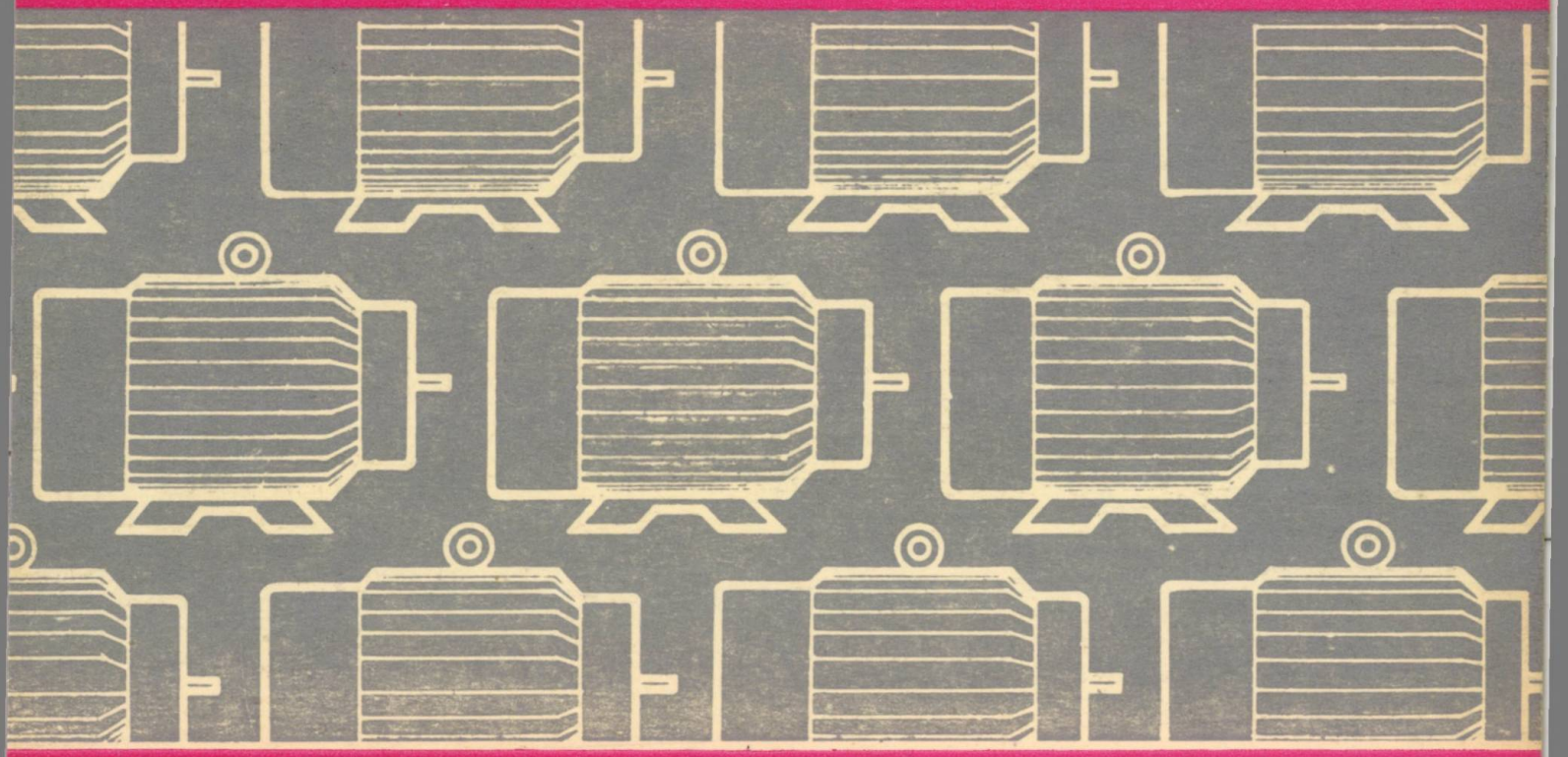
Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi inaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2010

R

ELECTROTEHNICA

04



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 10 • OCTOMBRIE 1970

10

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR 32 ● SECTORUL 2 ● TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

IPRS BĂNEASA

produce:

PIESE RADIO

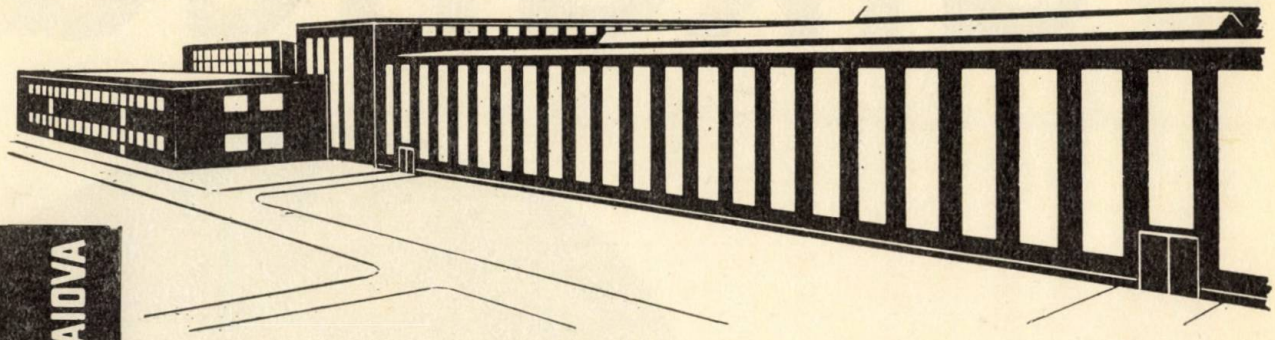
Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare de hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

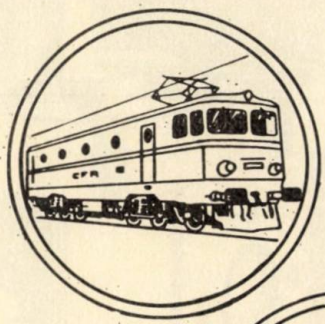
Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

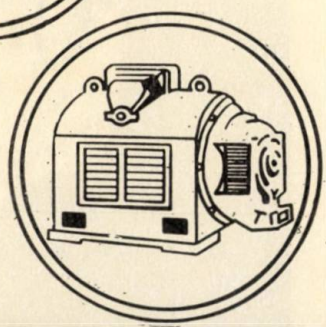
ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2



electroputere CRAIOVA



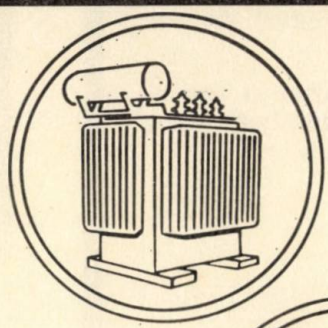
LOCOMOTIVE ELECTRICE
DE 5 100 kW
ŞI DIESEL-ELECTRICE
DE 2 100 CP



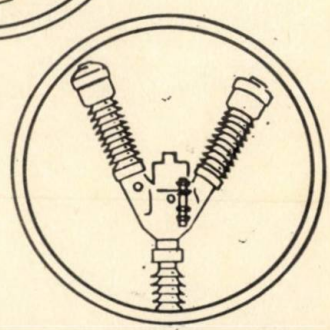
MAŞINI ELECTRICE
ROTATIVE DE CURENT
ALTERNATIV CU PUTERI
PÎNĂ LA 2 000 kW.

EXECUTĂ PE BAZĂ DE COMENZI

AUTOTRANSFORMATOARE
ŞI TRANSFORMATOARE DE
PUTERE PENTRU TENSIUNI
PÎNĂ LA 400 kV



APARATAJ ELECTRIC DE
MEDIE ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE
PENTRU CENTRALE, STAŢII ŞI
REŢELE DE DISTRIBUŢIE
PENTRU TENSIUNI PÎNĂ
LA 400 kV



Pentru amănunte, solicitaţi uzinei prospecte şi cataloage în care puteţi găsi date privind caracteristicile tehnice, preţurile şi condiţiile de livrare.

balkancar

SINONIM CU CALITATE SUPERIOARĂ

Utilaj hidraulic şi pneumatic avînd un cîmp vast de aplicaţii

- pompe şi motoare de presiune înaltă sau joasă presiune
- transmisii hidraulice
- vinciuri
- aparate de control şi de reglaj, distribuitoare
- filtre
- instrumente pneumatice de mînă
- dispozitive pneumatice pentru strunguri de metale

Pentru orice informaţii sau cereri de ofertă detaliată, binevoiţi a vă adresa la

BALKANCARIMPEX,
Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia — 56, str. Alabine
Telex : 386
Telegrame :
Balkancarimpex-Export Sofia

PUBLICOM

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota

Instalație pentru culegerea datelor, avînd mari perspective de viitor

Pentru industrie, comerț, administrație, pentru toate domeniile economiei, ASCOTA 071, un aparat de valoare pentru înregistrarea electronică a datelor.

Prin deconectarea racordului respectiv, dispozitivul de înregistrare a datelor poate să funcționeze ca un contabilizor independent.

ASCOTA 071

— reprezintă un grad de automatizare foarte avansat
— înseamnă economie de timp și
— capacitate mare de lucru

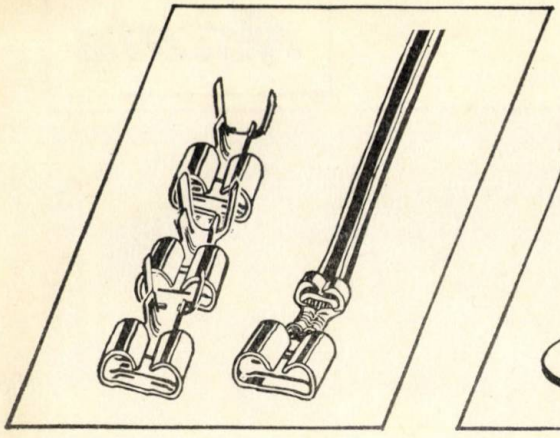
produs în Republica Democrată Germană

Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive speciale. Înregistrarea datelor și manipularea se realizează printr-o claviatură mică, cu o viteză de imprimare foarte ridicată.

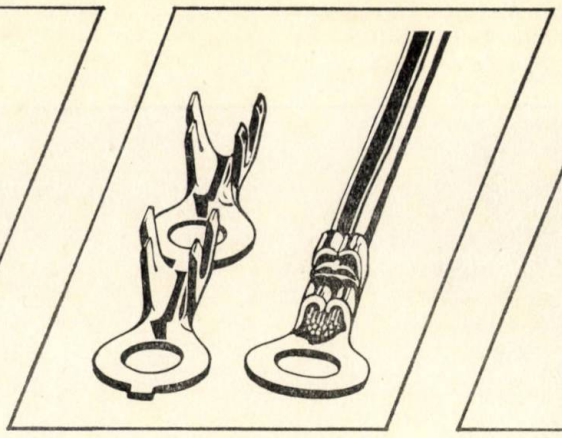
Banda perforată poate fi scoasă și aparatul de control al cifrelor poate fi racordat.

Vă rugăm să ne vizitați în timpul Tîrgului Internațional București, în perioada de la 13 la 24 octombrie 1 970, în Pavilionul D.D.R.

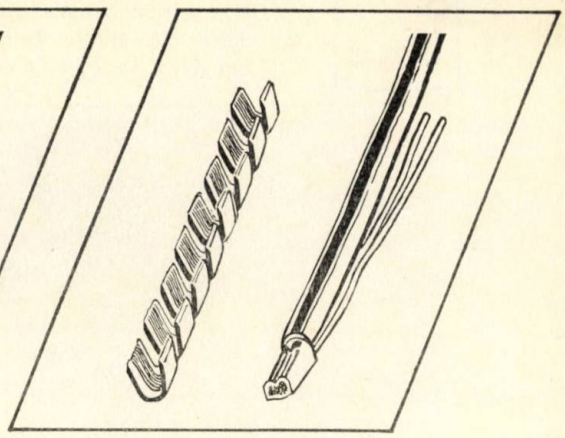
PUBLICOM



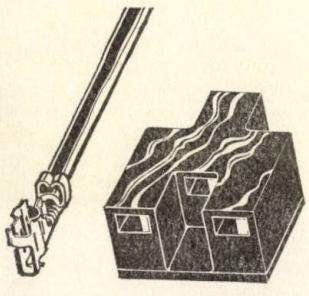
Terminali FASTON
pentru toate aplicaţiile



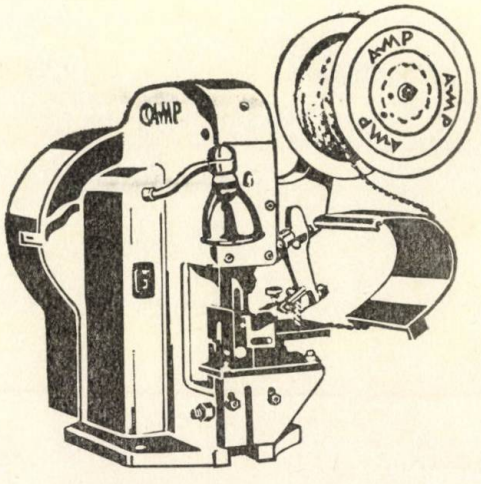
Terminali AUTOMATICI
pentru toate aplicaţiile



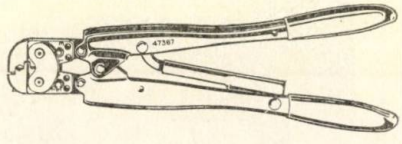
Conectori AMPLIVAR
pentru conexiunea conductorilor emailaţi în motoarele electrice



CLUSTER BLOCKS
terminali şi cutii izolante pentru sectorul electrocasnic



AMP-O-LECTRIC
maşina automată pentru agrafatura în serie



Cleşte CERTI-CRIMP
utilaj manual pentru agrafatura în mică serie, întreţinere şi reparaţii.

DINTRE 24.000 RĂSPUNSURI AMP LA PROBLEMELE DE CONEXIUNE ELECTRICĂ FĂRĂ SUDURĂ

Societatea AMP pune la dispoziţia industriilor electrice şi electronice o vastă gamă de terminali şi conectori, agrafabili la conductori cu ajutorul unei moderne tehnici de conexiune electrică fără sudură, rapidă, sigură şi economică. Maşinile automate şi semiautomate AMP permit obţinerea unor ritmuri productive superioare la 3000 conexiuni/oră, pentru mici volume de producţie sînt eficiente utilajele manuale. În plus, AMP oferă clientelei sale o asistenţă tehnică de deosebită competenţă, de real ajutor utilizatorului în alegerea soluţiilor optime, pentru cele mai diverse aplicaţii.

32 stabilimente distribuite pe întreg globul, condiţionează o distribuţie capilară a produselor AMP şi asigură oriunde o absolută omogenitate şi continuitate a producţiei şi întreţinerii.

O uşoară reperabitate şi a părţilor de schimb, o atentă consultaţie în aplicarea produselor, o optimă asistenţă tehnică şi în sfirşit, o experienţă de 30 de ani în sectorul conexiunilor electrice fără sudură, reprezintă cea mai sigură garanţie în utilizarea produselor AMP

AMP

AMP Italia S.p.A. **Sede: 10093 COLLEGNO (Torino) - C.so F.lli Cervi 15 - tel. 78.56.56 (10 linee)**

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 10, pag. 365–404 octombrie 1970

CUPRINS

CZ 536.21+538.54 : 621.3.011.6.001.24

Mocanu, C. I. : **Contribuţii la studiul parametrilor de timp ai fenomenelor de difuzie.**

Electrotehnica **18**, nr. 10, oct. 1970, p. 365–375

În prima parte a lucrării se definesc şi calculează parametrii de timp pentru evaluarea duratei proceselor tranzitorii de difuzie în semispaţiu, placa cu extensiune infinită în lungime şi lăţime, cilindru circular, tub cilindric circular sferă şi coajă sferică, cavităţi cilindrică circulară şi sferică. În a doua parte se examinează unele proprietăţi şi aplicaţii, în a treia se discută rezultatele.

CZ 621.318.435.2 : 621.373.414

Suchar, I., Creţu, Adr. şi *Serban, Gh.* : **Contribuţii la studiul circuitului ferorezonant serie.**

Electrotehnica **18**, nr. 10, oct. 1970, p. 376–381

Se studiază teoretic şi experimental comportarea circuitului ferorezonant serie la premagnetizarea miezului feromagnetic al bobinei cu un cîmp magnetic continuu, exterior, şi se scot în evidenţă unele particularităţi ale acestui circuit în comparaţie cu cazul cînd premagnetizarea ar fi realizată de o bobină de comandă dispusă pe miez şi alimentată cu curent continuu.

Z 621.318.2.002

Cedighian, S. : **Evoluţia magneţilor permanenţi în ultimele două decenii.**

Electrotehnica **18**, nr. 10, oct 1970, p. 382–389

La magneţii din aliaje, Alnico, cu forme simple, care se încadrează în anumitre dimensiuni, s-au putut obţine, prin tehnologii avansate, energii magnetice mărite, care sînt însă departe de cele rezultate în laboratoare. Apreciem o mărire a energiei magnetice, în viitorul apropiat, la unele aliaje, pînă la 10 MGsOe. Evoluţia cea mai însemnată şi recentă revine magneţilor din compuşi intermetalici pe bază de $CeCo_5$, în special $SmCo_5$; cu acest din urmă compus s-au înregistrat energii magnetice record, de 18 şi chiar 20 MGsOe. Viitorul apropiat ne va arăta dacă preţul de revenire al pămînturilor rare va permite o fabricaţie în serii mari a magneţilor din aceşti compuşi.

CZ 621.3.014.32 : 538.313 : 621.316.57

Herşcovici, B. : **Forţele electrodinamice între două bare conductoare paralele, cu secţiune dreptunghiulară, dispuse nesimetric.**

Electrotehnica **18**, nr. 10, oct. 1970, p. 390–394

Se determină expresia generală a forţei electrodinamice specifice pe unitatea de lungime între două bare paralele cu secţiune dreptunghiulară şi lungime infinită, parcurse de curenţi electrici staţionari şi dispuse nesimetric, una pe latura mică şi cealaltă pe latura mare. Se calculează coeficienţii numerici de corecţie pentru două cazuri întîlnite mai frecvent în ansamblurile de aparate electrice de comutaţie.

CZ 621.316.925.43.004

Panaite, V., Titz, Gh. şi *Truşcă, V.* : **Relaţii de calcul la mecanismele de inducţie cu spire în scurtcircuit.**

Electrotehnica **18**, nr. 10, oct 1970, p. 395–400

Articolul se referă la determinarea cuplului motor la mecanismele de inducţie, folosit în construcţia releelor şi declanşatoarele cu caracteristică dependentă. Pe baza teoriei spirei în scurtcircuit se ajunge la o relaţie a cuplului de rotaţie în funcţie de parametrii spirei. Se arată modul de variaţie a cuplului în funcţie de defazaj, observîndu-se că există o valoare optimă la care cuplul capătă valoarea maximă. Cu ajutorul oscilogramelor se măsoară defazajele în diferite situaţii folosindu-se miezul magnetic al unui releu.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 536.21. + 538.54. : 621.3.001.6.001.24
Мокану, К. И.: **К вопросу исследования параметров времени явлений диффузии.**
Electrotehnica **18**, № 10, окт 1970, стр. 365 – 375

В первой части работы уточняются и вычисляются параметры времени для оценки продолжительности неустановившихся процессов диффузии в полупространстве, пластине бесконечного расширения в длину и ширину, кольцовом цилиндре, цилиндрической круглой трубке, сфере и сферической клетки, цилиндрической круглой и сферической полости. Во второй части рассматриваются некоторые свойства и применение, а в третьей обсуждаются результаты.

ДК 621.314.263 : 538.652
Сушар, И., Крецу, Адр. и *Шербан, Г.:* **Изучение контура феррорезонансного ряда.**
Electrotehnicca **18**, № 10, окт 1970, стр. 376 – 381

Изучается теоретически и экспериментально поведение контура феррорезонансного ряда при предварительном намагничивании ферромагнитного сердечника катушки с постоянным магнитным полем снаружи, и приводятся некоторые особенности этого контура по сравнению со случаем, когда предварительное намагничивание осуществляется катушкой управления, расположенной на сердечнике и питаемой от постоянного тока.

ДК 621.318.2.002
Чедигиан, С.: **Эволюция постоянных магнитов в последние два десятилетия.**
Electrotehnica **18**, № 10, окт 1970, стр. 382 – 389

При магнитах из сплава Alnico, простой формы, включающихся в определенные размеры, можно было получить, путем передовых технологий, увеличенную магнитную энергию, которая, однако, не достигает энергии, полученной в лабораторных условиях. Можно ожидать, что в ближайшем будущем на некоторых сплавах магнитная энергия увеличится до 10 MGsOe. Наиболее значительная и актуальная эволюция отмечается на магнитах из межметаллических соединений на основе CeCO, и главным образом $SmCO_5$; при использовании последнего соединения были зарегистрированы рекордные магнитные энергии, в 18 и даже 20 MGsOe. Ближайшее будущее покажет, позволит ли цена редких металлов вырабатывать магниты из этих соединений в серийном производстве.

ДК 621.3.014.32 : 538.313 : 621.316.57
Чершкович, Б.: **Электродинамические силы между двумя параллельными направляющими стержнями, с прямоугольным сечением, расположенными несимметрично.**
Electrotehnica **18**, № 10, окт 1970, стр. 390 – 394

Устанавливается общее выражение электродинамической специфической силы на единицу длины между двумя параллельными стержнями с прямоугольным сечением и бесконечной длиной, через которые проходят стационарные электрические токи. Стержни расположены несимметрично, один на малой стороне, другой на большой. Вычисляются числовые коэффициенты поправки для двух наиболее часто встречаемых случаев в узлах электрических коммутационных приборов.

ДК 621.316,.928.43.004
Панаите, В., Тиц, Г. и *Трушкэ, В,:* **Расчетные соотношения на индукционных механизмах с короткозамкнутыми витками.**
Electrotehnica **18**, № 10, окт 1970, стр. 395 – 400

В статье определяется момент вращения на индукционных механизмах, применяемый в конструкции сетей и расцепляющие устройства с зависимой характеристикой. На основе короткозамкнутого витка выводится соотношение момента вращения в зависимости от параметров витка. Показан способ изменения момента в зависимости от сдвига фаз, отмечая существование оптимальной величины, при которой момент приобретает максимальное значение. При помощи осциллограмм измеряются сдвиги фаз в различных положениях, применяя магнитный сердечник реле.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 nr. 10 București, octombrie, 1970

Contribuții la studiul parametrilor de timp ai fenomenelor de difuzie

CONSTANTIN I. MOCANU* — București

CZ 536.21 + 538,54 : 621.3.011.6.001.24

Conceptul de constantă de timp și în general de parametru de timp devine util pentru evaluarea duratei proceselor tranzitorii. Pentru numeroase fenomene durata trecerii de la un regim permanent la alt regim permanent este teoretic infinită: de exemplu, pentru funcțiile exponențiale elementare, descrescătoare $e^{-t/\tau}$ și crescătoare $1 - e^{-t/\tau}$ (fig. 1). Practic însă, această durată este de 5τ (cu o aproximație de 0,7%).

Fenomenele de difuzie fac parte din clasa fenomenelor care au o durată tranzitorie teoretic infinită. Pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductoare și în plasmă, transmisia căldurii prin conducție, mișcarea browniană și procesele de osmoză, difuzia sarcinilor donor și acceptor, difuzia neutronilor în reactoare etc., sînt descrise de o ecuație scalară (1) sau vectorială (2) care în mediile liniare, izotrope și imobile sînt liniare, cu derivate parțiale de tip parabolic, numite de difuzie:

$$a\,\Delta f(r_M, t) = \frac{\partial f(r_M, t)}{\partial t}, \qquad (1)$$

$$a\,\Delta \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}_M, t) = \frac{\partial (\boldsymbol{r}_M, t)}{\partial t}; \qquad (2)$$

în care $f(r_M, t)$ este mărimea scalară (de exemplu temperatura) și $\boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}_M, t)$ mărimea vectorială (cîmp electric $\boldsymbol{E}$, cîmp magnetic $\boldsymbol{H}$ sau densitatea de curent $\boldsymbol{J}$); $\boldsymbol{r}_M$ — raza vectoare a punctului M; t — timpul; a — difuzivitatea (termică în transmisia căldurii),

$$a = \frac{\lambda_e}{C_v}; \qquad (3)$$

λ_e fiind conductivitatea termică și C_v căldura specifică la volum constant (magnetică pentru difuzia cîmpului electromagnetic),

$$a = \frac{1}{\mu\sigma}; \qquad (4)$$

μ fiind permeabilitatea și σ conductivitatea electrică.

Teoria parametrilor de timp și calculul acestora pentru principalele forme geometrice ale mediilor în care are loc difuzia au fost efectuate de H. Plejel [1], M. J. O. Strutt [2], A. Avramescu [3] — [6], F. Nechleba [7], K. W. Miller [8], F. Fraunberger [9] și în lucrările autorului [16], [17]. Recent V. Hortopan a calculat timpul de răspuns tranzitoriu la excitație treaptă de curent în conductorul cilindric plin și în tubul circular [19], [20] reprezentînd șuntul pe care se descarcă un cablu Heaviside. Studiul sistematic al parametrilor de timp ai difuziei și a altor fenomene a fost elaborat în principal de A. Avramescu, ale cărui lucrări sînt clasice în acest domeniu.

Calculul parametrilor de timp necesită rezolvarea ecuațiilor difuziei (1) și (2). Datorită condițiilor inițiale și pe fontieră, extrem de variate, ecuațiile (1) și (2) pot fi rezolvate analitic numai pentru cîteva forme geometrice simple ale domeniilor în care are loc difuzia. G. Cocci și R. Sartori [10] au elaborat o metodă cu ajutorul transformației Laplace, care permite obținerea unor formule compacte ale parametrilor de timp.

O dată cu dezvoltarea tehnicii impulsurilor, studiul efectului pelicular tranzitoriu și evaluarea duratei lui, a cîștigat o importanță deosebită în teoria și încercările transformatoarelor și mașinilor electrice, a liniilor de transport de energie electrică și a aparatelor

* Dr. ing. *C. I. Mocanu* este profesor la facultatea de Electrotehnică din Institutul Politehnic — București.

electrice. O literatură vastă, din care citäm numai o parte [11], [12], [13], a pus în evidenţă necesitatea de a se ţine seamă şi de curenţii turbionari în miezurile maşinilor şi transformatoarelor electrice şi în liniile electrice, pentru a explica efectele de atenuare şi întîrziere în propagarea undelor de şoc. Recent, rezultatele experimentale prezentate de T. Udo [14] şi E. Tuohy [15], confirmă influenţa difuziei cîmpului electromagnetic în pămînt asupra propagării undelor electromagnetice pe o linie electrică — fenomen sesizat anterior de P. Jacottet [11] şi alţii.

În sfîrşit, mai menţionăm importanţa cunoaşterii duratei proceselor de încălzire şi răcire în metalurgie, în industria materialelor ceramice şi plastice precum şi în tehnica tratamentelor termice prin încălzire electromagnetică [3], [6].

Parametrul de timp $\tau(\boldsymbol{r}_M)$ al difuziei mărimii scalare $f(\boldsymbol{r}_M, t)$ sau al componentei $G_k(\boldsymbol{r}_M, t)$ a mărimii vectoriale, este intervalul de timp după care într-un punct M din interiorul domeniului în care are loc difuzia, — mărimile f şi G_k au anumite valori caracteristice reprezentînd o fracţiune (pentru procesele crescătoare în timp) sau un multiplu (pentru procesele descrescătoare în timp) a valorilor $f(\boldsymbol{r}_\Sigma, 0)$ şi $G_k(\boldsymbol{r}_\Sigma, 0)$ pe suprafaţa de frontieră, la momentul iniţial $t = 0$. Rezultă că evoluţia în timp a proceselor de difuzie poate fi urmărită în funcţie de parametrul $\tau(\boldsymbol{r}_M)$, adică $f(\boldsymbol{r}_M, t) = f(\boldsymbol{r}_M, n\tau)$ în care n este un număr pozitiv.

Parametrul de timp $\tau(\boldsymbol{r}_M)$ este funcţie de punct M, depinde de forma şi dimensiunile domeniului D_Σ şi de difuzivitatea a. Pentru exponenţialele elementare descrescătoare $e^{-t/\tau}$ şi crescătoare $1 - e^{-t/\tau}$, parametrul de timp este chiar constanta de timp τ. Deoarece mărimile proceselor de difuzie nu sînt exponenţiale elementare, calculul duratei proceselor tranzitorii de difuzie se face cu ajutorul altor parametri de timp.

Una dintre cele mai simple probleme de difuzie în regim tranzitoriu şi în regim armonic permanent este pătrunderea cîmpului electromagnetic în semispaţiu conductor. Studiul regimului permanent conduce la definirea parametrului standard *adîncime de pătrundere* care dă posibilitatea evaluării pătrunderii în conductor a cîmpului electromagnetic alternativ de o anumită frecvenţă; similar, *parametrul de timp* (constanta de timp) ar permite evaluarea duratei regimului tranzitoriu. Datorită unor dificultăţi matematice, calculul timpului mediu de difuzie în semispaţiu nu este posibil, nici cu formula (10) nici cu formula operaţională a lui Cocci şi Sartori (14). După cunoştiinţa autorului nu există în literatură o formulă pentru calculul duratei difuziei în semispaţiu.

În prima parte a acestei lucrări se definesc parametrii de timp ai proceselor de difuzie: constanta de timp, timpul mediu caracteristic, timpul de răspuns la o excitaţie oarecare şi timpul de răspuns la excitaţie treaptă şi se enunţă principalele metode de calcul. Cu ajutorul abscisei medii, se stabileşte o formulă pentru calculul timpului de răspuns în semispaţiu.

În literatură [3]—[6] sînt calculate valorile parametrilor de timp numai în punctele, axele şi planele de simetrie ale unor forme geometrice simple: în planul de simetrie al plăcii de lungime şi lăţime infinită cînd excitaţia treaptă se aplică pe ambele feţe; în axa cilindrului circular; pe faţa interioară a tubului cilindric circular cînd pe faţa interioară se aplică excitaţia treaptă, în centrul sferei precum şi în axa barei dreptunghiulare. Interesează însă atît în difuzia căldurii cît şi în efectul pelicular tranzitoriu al cîmpului electromagnetic, cunoaşterea valorilor parametrilor de timp nu numai în centre, axe şi plane de simetrie, ci şi în puncte oarecare din interiorul domeniului de difuzie, precum şi în alte forme geometrice decît cele studiate în literatură. În partea a doua a acestei lucrări se calculează parametrii de timp într-un punct oarecare pentru domeniile: semispaţiu, placa cu extensiune infinită cînd excitaţia treaptă se aplică pe una sau pe ambele feţe; cilindrul circular plin şi sfera plină; tub cilindric circular cînd excitaţia treaptă unitate se aplică numai pe faţa exterioară, numai pe faţa interioară sau pe ambele feţe; cavitatea cilindrică circulară în spaţiu infinit; coaja sferică cînd excitaţia se aplică numai pe faţa exterioară, numai pe faţa interioară sau pe ambele feţe şi cavitatea sferică. În anexă, se verifică formulele parametrilor de timp ai tubului cilindric şi coajei sferice prin procedeul degenerării acestora în placa cu extensiune infinită. În partea a treia a lucrării se discută rezultatele şi se pun în evidenţă unele proprietăţi ale parametrilor de timp.

1. Parametrii de timp ai proceselor tranzitorii

1.1. Definiţii. Pentru mărimile scalare $f(\boldsymbol{r}_M, t)$ şi pentru componentele $G_k(\boldsymbol{r}_M, t)$ ale mărimilor vectoriale care pot fi de orice natură, nu neapărat de difuzie, definite în domeniul D_Σ mărginit de suprafaţa Σ, constanta de timp $\tau(\boldsymbol{r}_M)$ este intervalul de timp după care amplificarea sau atenuarea mărimii este egală cu un neper, iar legea de variaţie în timp a mărimii e o exponenţială simplă de forma,

$$u(\boldsymbol{r}_M, t) = U_0(\boldsymbol{r}_M)\, e^{-t/\tau}(\boldsymbol{r}_M) + U_1(\boldsymbol{r}_M), \quad (5)$$

în care $u(\boldsymbol{r}_M, t)$ este $f(\boldsymbol{r}_M, t)$ sau $G_k(\boldsymbol{r}_M, t)$, iar $U_0(\boldsymbol{r}_M)$ și $U_1(\boldsymbol{r}_M)$ sînt funcții independente de timp.

Constanta de timp $\tau(\boldsymbol{r}_M)$ are următoarele proprietăți;

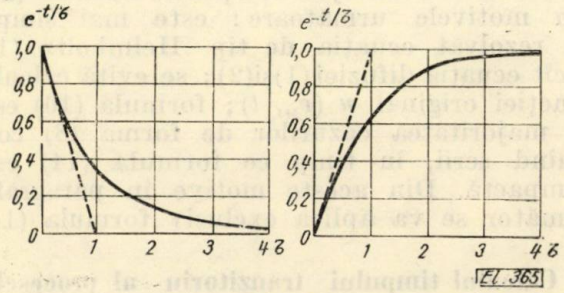


Fig. 1.

a) este funcție de punct M și la trecerea unui interval de timp $t = n\,\tau(\boldsymbol{r}_M)$, mărimea $u(\boldsymbol{r}_M, t)$ este atenuată sau amplificată de e^n ori;

b) este egală cu subtangenta curbei $u(\boldsymbol{r}_M, t) - U_1(\boldsymbol{r}_M) = U_0(\boldsymbol{r}_M)\,e^{-t/\tau(\boldsymbol{r}_M)}$ (fig. 1), adică:

$$\tau(\boldsymbol{r}_M) = -\frac{u(\boldsymbol{r}_M, t) - U_1(\boldsymbol{r}_M)}{u'(\boldsymbol{r}_M, t)}. \qquad (6)$$

Formula (6) în care intervine derivata u' este forma *locală* sau *diferențială* a constantei de timp;

c) este egală cu raportul dintre aria cuprinsă între curba $u(\boldsymbol{r}_M, t) - U_0(\boldsymbol{r}_M, t)$ și axa ot în intervalul $0 < t < \infty$, prin $U_0(\boldsymbol{r}_M)$;

$$\tau(\boldsymbol{r}_M) = \frac{1}{U_0(\boldsymbol{r}_M)}\int_0^\infty [u(\boldsymbol{r}_M, t) - U_1(\boldsymbol{r}_M)]\,dt = \int_0^\infty \frac{[u(\boldsymbol{r}_M, t) - U(\boldsymbol{r}_M\infty)]\,dt}{u(\boldsymbol{r}_M, 0) - u(\boldsymbol{r}_M\infty)}. \qquad (7)$$

Constanta de timp este deci timpul mediu al valorilor instantanee ale funcțiunii $u(\boldsymbol{r}_M, t)$. Formula (9) este *forma integrală* de definiție a constantei de timp;

d) derivatele și integralele de orice ordin ale funcțiilor (5) au aceeași constantă de timp.

Exponențialele elementare (5) sînt singurele funcțiuni pentru care se poate defini constanta de timp cu proprietățile a—d. Nici un fenomen de difuzie nu este descris de o exponențială elementară.

Efectul pelicular tranzitoriu în placă, cilindru circular, tub cilindric și cavitate cilindrică circulară precum și transmisia căldurii în aceste corpuri, inclusiv în sferă și coajă sferică, sînt descrise de funcții egale cu o serie de exponențiale elementare,

$$u(\boldsymbol{r}_M, t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{0k}(\boldsymbol{r}_M)\,e^{-t/\tau_k} + U_1(\boldsymbol{r}_M). \qquad (8)$$

Parametrul de timp $\tau_m(\boldsymbol{r}_M)$ definit cu formula (7) egal cu media ponderată a constantelor τ_k în raport cu $U_{0k}(\boldsymbol{r}_M)$,

$$\tau_m(\boldsymbol{r}_M) = \frac{\sum_{k-1}^{\infty} U_{0k}(\boldsymbol{r}_M)\,\tau_k}{\sum_{k=1}^{\infty} U_{0k}(\boldsymbol{r}_M)}, \qquad (9)$$

se numește în această lucrare *timp mediu caracteristic* [17].

Parametrul $\tau_m(\boldsymbol{r}_M)$ definit de formula integrală (7) se poate aplica pentru o clasă mai largă de funcții monotone. Dacă $u(\boldsymbol{r}_M, 0)$ și $u(\boldsymbol{r}_M, \infty)$ sînt valorile inițială și de regim permanent ale funcției $u(\boldsymbol{r}_M, t)$ expresia timpului mediu caracteristic $\tau_m(\boldsymbol{r}_M)$ care generalizează formula (7) a constantei de timp, este [3], [6], [17], [20]:

$$\tau_m(\tau_M) = \int_0^\infty \frac{[u(\boldsymbol{r}_M, t) - u(\boldsymbol{r}_M, \infty)]\,dt}{|u(\boldsymbol{r}_M, \infty) - u(\boldsymbol{r}_M, 0)|}. \qquad (10)$$

În lucrările [3] —[6], timpul mediu caracteristic se mai numește constanta areală de timp. Menționăm de asemenea că formula (10) este în concordanță cu formula recomandată de Comitetul Electrotehnic Internațional [23], pentru timpul de răspuns al aparatelor de măsură.

În multe domenii, inclusiv în probleme de difuzie, interesează durata regimului tranzitoriu a unei mărimi de ieșire $u_e(t)$ cînd unui sistem (fig. 2a) i se aplică o mărime de intrare $u_i(t)$, cele două mărimi putînd fi în general de natură fizică diferită. Timpul mediu τ_m, definit de formula (10) în care în locul lui u intervine u_e, este *timpul de răspuns tranzitoriu* corespunzînd excitației $u_i(t)$. În principiu este suficient să se cunoască mărimea de ieșire $u_e^{(0)}(t)$, numită *răspuns tranzitoriu*, cînd mărimea de intrare este

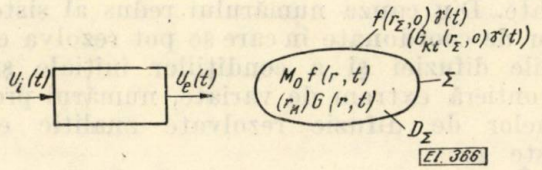


Fig. 2.

funcția treaptă unitate $u_i(t) = \gamma(t)$, deoarece cu ajutorul integralei Duhamel,

$$u_e(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t u_i(\tau)\,u_e^{(0)}(t-\tau)\,d\tau = \frac{d}{dt}\int_0^t u_i(t-\tau)\,u_e^{(0)}(\tau)\,d\tau,$$

se poate determina mărimea de ieșire $u_e(t)$ pentru orice mărime de intrare $u_i(t)$. Înlocuind în formula (10) $u(\boldsymbol{r}_M, t)$ cu $u_e^{(0)}(t)$ se

obține *timpul de răspuns tranzitoriu la excitație treaptă* $\tau_m^{(0)}(\boldsymbol{r}_M)$.

În problemele de difuzie, mărimea de intrare $u_i(t) = \gamma(t)$ este mărimea $f(\boldsymbol{r}_\Sigma, 0)$ sau $G_k(\boldsymbol{r}_\Sigma, 0)$ (fig. 2 b) pe suprafața domeniului Σ la momentul inițial; temperatura $T(\boldsymbol{r}_M, 0)$ pentru încălzirea sau răcirea corpurilor, și componentele tangențiale ale cîmpurilor electric și magnetic $E_{t\Sigma}$, $H_{t\Sigma}$. Răspunsul tranzitoriu $u_e^{(0)}(\boldsymbol{r}_M, t)$ este mărimea $f(\boldsymbol{r}_M, t)$ sau $G_k(\boldsymbol{r}_M, t)$, într-un punct M din interiorul domeniului D_Σ adică temperatura $T(\boldsymbol{r}_M, t)$ sau intensitățile cîmpurilor electric și magnetic $E(\boldsymbol{r}_M, t)$ $H(\boldsymbol{r}_M, t)$. La fel ca pentru orice sistem liniar, răspunsul tranzitoriu și durata medie $\tau_m^{(0)}(r_M)$ caracterizează domeniul D_Σ independent de mărimea de intrare și depinde exclusiv de forma și dimensiunile domeniului D_Σ și de difuzivitatea a.

Dacă în expresia funcției de răspuns tranzitoriu, variabilele $\boldsymbol{r}_M$ și t nu sînt separate,

$$u_e = u_e(\eta); \quad \eta = \eta(\boldsymbol{r}_M, t); \tag{11}$$

se calculează întîi abscisa medie η_m cu formula (10)

$$\eta_m = \frac{\int_0^\infty [u(\eta) - u(0)]\, \mathrm{d}\eta}{|u(0) - u(\infty)|}. \tag{12}$$

iar timpul de răspuns $\tau_m(\boldsymbol{r}_M)$ se obține eliminînd pe η_m între ecuația (11) și (12) în care s-a înlocuit t cu τ_m.

1.2. Metoda de calcul a parametrilor de timp. Parametrii $\tau_m(\boldsymbol{r}_M)$ se calculează cu formulele (9) și (10) dacă se cunosc soluțiile $u(t)$, respectiv $u_e(t)$ și $u_e^{(0)}(t)$ ale ecuațiilor de difuzie (1) și (2). Integrarea exactă a ecuațiilor (1) și (2) este posibilă numai pentru cîteva forme geometrice simple ale suprafeței Σ a domeniului. Datorită condițiilor pe frontieră, se preferă sistemul de coordonate în care suprafața domeniului Σ rămîne o suprafață de coordonate. Din cauza numărului redus al sistemelor de coordonate în care se pot rezolva ecuațiile difuziei și a condițiilor inițiale și pe frontieră extrem de variate, numărul problemelor de difuzie rezolvate analitic exact este mic.

În metoda elaborată de Cocci și Sartori [10], se utilizează imaginea Laplace $U(\boldsymbol{r}_M, p) = \mathcal{L}\{u(\boldsymbol{r}_M, t)\}$ soluție a formei operaționale a ecuației (1) sau a componentei G_K a ecuației (2), în condiții inițiale nule $u(\boldsymbol{r}_M, t) = 0$, $M \in D_\Sigma$,

$$a\,\Delta u(\boldsymbol{r}_M, p) = pU(\boldsymbol{r}_M, p). \tag{13}$$

Luînd transformata Laplace a formulei (10) și utilizînd relațiile:

$$\lim_{\substack{t \to 0 \\ t \to \infty}} u(\boldsymbol{r}_M, t) = \lim_{\substack{p \to \infty \\ p \to 0}} pu(\boldsymbol{r}_M, p),$$

se obține:

$$\tau_m(\boldsymbol{r}_M) = \frac{|pU(\boldsymbol{r}_M, p)|'_{p \to 0}}{pU(\boldsymbol{r}_M, p) - pU(\boldsymbol{r}_M, p)}_{p \to 0 \qquad p \to \infty}. \tag{14}$$

Este mai avantajos de aplicat formula (14) din motivele următoare: este mai simplu de rezolvat ecuația de tip Helmholtz (13) decît ecuația difuziei (1) și (2); se evită calculul funcției original $u(\boldsymbol{r}_M, t)$; formula (10) este în majoritatea cazurilor de forma (8) conținînd serii, în timp ce formula (14) este compactă. Din aceste motive în paragraful următor se va aplica exclusiv formula (14).

2. Calculul timpului tranzitoriu al proceselor de difuzie în diferite domenii

Pentru formele geometrice ale domeniilor examinate în această lucrare, ecuația difuziei și transformata ei Laplace, sînt:

$$\frac{\partial^2 u_e}{\partial \nu e} + \frac{m}{\nu}\frac{\partial u_e}{\partial \nu} = \lambda \frac{\partial u_e}{\partial t}, \quad \lambda = \frac{1}{a} \tag{15}$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 U_e}{\mathrm{d}\,\nu^2} + \frac{m}{\nu}\frac{\mathrm{d}\,U_e}{\mathrm{d}\,\nu} = \lambda p U_e = \gamma^2 U_e, \gamma = \sqrt{\lambda p}. \tag{16}$$

2.1. Semispațiu (fig. 3). În sistemul de coordonate cartezian cu planul $x = 0$ pe

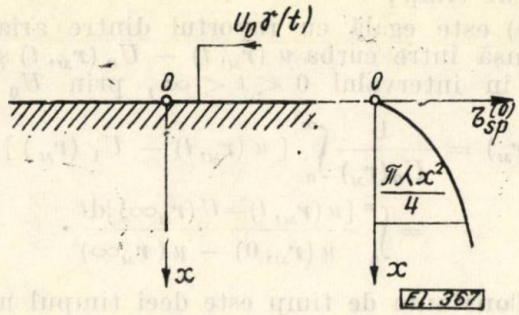


Fig. 3.

suprafața semispațiului, $\nu = x$ și $m = 0$; dacă se aplică la $t = 0$ excitația $U_0\gamma(t)$ soluțiile ecuațiilor (15) și (16) sînt:

$$u_e^{(o)}(x, t) = U_0 \operatorname{erfc}\frac{x\sqrt{\lambda}}{2\sqrt{t}}; \quad U_e^{(o)}(x,p) = \frac{U_0}{p}\,\mathrm{e}^{-x\sqrt{\lambda}\,p}, \tag{17}$$

în care erfc y este funcția eroare complimentară:

$$\operatorname{erfc} y = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^y \mathrm{e}^{-\alpha^2}\,\mathrm{d}\alpha. \tag{18}$$

Introducînd soluția $u_e^{(0)}(x,t)$ în formula (10) sau soluția $U_e^{(0)}(x,p)$ în formula (14), se constată că nu este posibil să se calculeze timpul de răspuns $\tau_{sp}^{(0)}(x)$. Se observă însă că în ar-

gumentul soluției $u_e(x,t)$ variabilele x și t nu sînt separate; notînd:

$$\eta = \frac{x\sqrt{\lambda}}{2\sqrt{t}} \tag{19}$$

și calculînd abscisa medie η_m cu formula (12), se obține:

$$\eta_m = \frac{1}{\sqrt{\pi}}. \tag{20}$$

Înlocuind în formula (19) η cu η_m și t cu τ_m și eliminînd apoi pe η_m se obține $\tau_{sp}^{(0)}(x)$:

$$\tau_{sp}^{(0)}(x) = \frac{\pi\lambda x^2}{4}. \tag{21}$$

2.2. Placa de lungime și lățime infinită și grosime 2 d (fig. 4). În sistemul de coordonate cartezian cu planul $x = 0$ în planul de simetrie, $\nu = x$ și $m = 0$; dacă pe fața $x = d$ se aplică excitația $U_{01}\,\gamma(t)$, iar pe fața $x = -d$ excitația $U_{02}\,\gamma(t)$, soluția ecuației (16) este:

$$U_e(x,p) = \frac{U_{01}\,\mathrm{sh}\gamma(d+x) + U_{02}\,\mathrm{sh}\gamma(d-x)}{p\,\mathrm{sh}\,2\gamma d}. \tag{22}$$

Utilizînd aproximațiile $\mathrm{sh}y = \underset{y\to\infty}{\sim} \mathrm{ch}y = \underset{y\to\infty}{\sim} \mathrm{e}^y$; $\mathrm{sh}y = \underset{y\to 0}{\sim} \frac{y}{1!}$ $\mathrm{ch}y = \underset{y\to 0}{\sim} 1$, termenii care intervin în formula (14) se calculează astfel:

$$\lim_{p\to 0} pU(x,p) = \frac{U_{01}(d+x) + U_{02}(d-x)}{2d};\quad \lim_{p\to\infty} pU(x,p) = \sim$$

$$\lim_{p\to\infty} [\,U_{01}\,\mathrm{e}^{-\gamma(d-x)} + U_{02}\,\mathrm{e}^{\gamma(d+x)}\,] = 0;\ (x, < d);\ \lim_{p\to 0} [\,pU(x,p)]' =$$

$$= U_{01}\lim\left[\frac{[\gamma(d+x)]/1! + [\gamma(d+x)]^3/3! + \dots}{[2\gamma d]|1! + [2\gamma d]^3/3! + \dots}\right]' +$$

$$+ U_{02}\lim\left[\frac{[\gamma(d-x)]/1! + [\gamma(d-x]^3/3! + \dots}{[2\gamma d]/1! + [2\gamma d]^3/3! + \dots}\right]' =$$

$$= \lambda\,\frac{U_{01}[(2d)^2 - (d+x)^2](d+x) + U_{02}[(2d)^2 - (d-x)^2](d-x)}{3![U_{01}(d+x) + U_{02}(d-x)]}. \tag{23}$$

Cu aceste valori, timpul de răspuns tranzitoriu $\tau_{mp}(x)$ are expresia:

$$\tau_{mp}(x) = \lambda\,\frac{U_{01}[(2d)^2 - (d+x)^2](d+x) + U_{02}[(2d)^2 - (d-x)^2](d-x)}{3![U_{01}(d+x) + U_{02}(d-x)]}, \tag{24}$$

și e maxim în planul de simetrie, $x = 0$,

$$\tau_{mp}^{(0)}(0) = \tau_{mp}^{(0)}(0) = \frac{\lambda}{2}d^2. \tag{25}$$

Dacă excitația treaptă se aplică numai pe una din fețele plăcii (de exemplu $x = d$), adică $U_{02} = 0$, se obține:

$$\tau_{mp}(0) = \tau_{mp}^{(0)} = \frac{\lambda}{2}d^2, \tag{26}$$

adică același rezultat obținut cu formula (25).

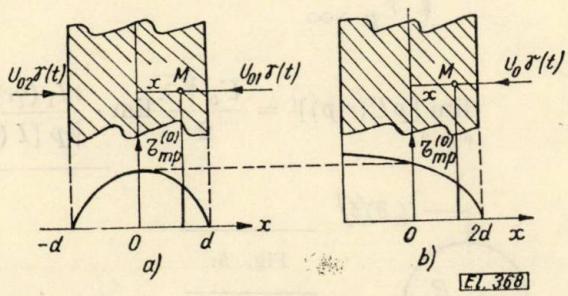


Fig. 4.

Parametrul $\tau_{mp}(x)$ depinde de valorile inițiale U_{01} și U_{02} numai în afara planului de simetrie. În planul de simetrie timpul tanzitoriu τ_{mp} are aceeași valoare fie că excitația se aplică numai pe una din fețe sau pe amîndouă și este egal cu timpul tranzitoriu la excitație treaptă $\tau_{mp}^{(0)}$.

2.3. Cilindrul circular de rază R (fig. 5). În sistemul de coordonate cilindrice (r,φ,z) cu axa oz în axa cilindrului și pentru excitația treaptă $U_0\gamma(t)$ care se aplică pe suprafața cilindrului, soluția ecuației (16) în care $\nu = r$ și $m = 1$ este:

$$U_e(r,p) = \frac{U_0}{p}\,\frac{I_0(\gamma r)}{I_0(\gamma R)}, \tag{27}$$

în care $I_n(y)$ este funcția modificată a lui Bessel de primă speță și ordin n.

Utilizînd aproximațiile [22]

$$I_n(y) = \underset{y\to 0}{\sim} \frac{1}{n}\left(\frac{y}{2}\right)^n;\quad I_n(y) = \underset{y\to\infty}{\sim} \frac{1}{\sqrt{2\pi y}}\mathrm{e}^y, \tag{28}$$

termenii formulei (14) au expresiile următoare:

$$\lim_{p\to 0} p\,U(r,p) = U_0;\ \lim_{p\to\infty} pU(r,p) =$$

$$= \sim U_0 \sqrt{\frac{R}{r}} \lim_{p\to\infty} e^{-\gamma(R-r)} = 0;\ (r < R);$$

$$\lim_{p\to 0} [pU(r,p)]' = \frac{U_0\sqrt{\lambda}}{2} \lim_{p\to 0} \cdot \frac{rI_1(\gamma r)\,I.(\gamma R) - RI_0(\gamma r)\,I_1(\gamma R)}{\sqrt{p}\,[I(\gamma R)]^2} = \frac{U_0\lambda}{4}(r^2 - R^2),$$

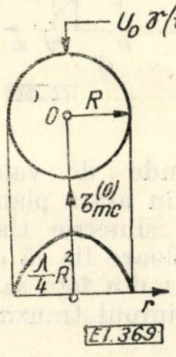


Fig. 5.

și deci expresiile timpului tranzitoriu la excitație treaptă a cilindrului $\tau_{mc}^{(0)}(r)$ sînt:

$$\tau_{mc}^{(0)}(r) = \frac{\lambda}{4}(R^2 - r^2);\ \tau_{mc}^{(0)}(0) = \frac{\lambda}{4}R^2. \quad (29)$$

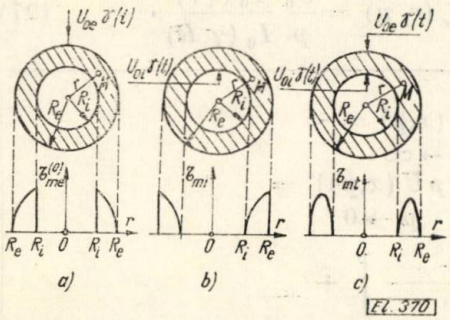


Fig. 6.

2.4. Tubul cilindric circular de rază exterioară R_e și interioară R_i (fig. 6). Dacă se aplică excitațiile $U_{0e}\,\gamma(t)$ pe fața exterioară și $U_{0i}\,\gamma(t)$ pe fața interioară, soluția ecuației (16) în care $\nu = r$ și $m = 1$, este:

$$U(r,p) = \frac{1}{p}\,\frac{[U_{0e}K(\gamma R_i) - U_{0i}K_0(\gamma R_e)]\,I_0(\gamma r) + [U_{0i}I_0(\gamma R_e) - U_{0e}I_0(\gamma R_i)]\,K_0(\gamma r)}{I_0(\gamma R_e)\,K_0(\gamma R_i) - I_0(\gamma R_i)\,K_0(\gamma R_e)} \quad (30)$$

în care $K_n(y)$ este funcția modificată a lui Bessel de a doua speță și ordin n, avînd aproximațiile la valori mici și mari ale argumentului [22]:

$$K_n(y) = \sim (-1)^{n+1} I_n(y) \ln \alpha y =$$

$$= \sim (-1)^{n+1} \frac{1}{n}\left(\frac{x}{2}\right)^n \ln \alpha y;$$

$$\ln \alpha = -0{,}11593;\ K_n(y) \underset{y\to}{=} \sim \sqrt{\frac{\pi}{2y}}\,e^{-y}. \quad (31)$$

Pentru calculul timpului tranzitoriu $\tau_{mt}(r)$ se utilizează formula diferenței [22]:

$$I_0(x - y) = I_0(x)\,I_{0n}(y) - 2\,I_1(x)\,I_1(y) + \ldots (-1)\,I_n(x)\,I_n(y),$$

care pentru valori mici ale argumentelor x, y se aproximează astfel:

$$I_0(x)\,I_0(y) = \sim I_0(x - y). \quad (31)$$

Cu aproximațiile (28), (31) și (32) funcția $U(r,p)$, (30), are la valori mici ale argumentelor expresia următoare:

$$U(r,p) = \sim \frac{1}{p}\,\frac{U_{0e}\ln\frac{r}{R_i}\,I_0(\gamma(r - R_i)) + U_{0i}\ln\frac{R_e}{r}\,I_0(\gamma(R_e - r))}{I_0(\gamma(R_e - R_i))\ln\frac{R_e}{R_i}}$$

și prin urmare:

$$\lim_{p\to\infty} pU(r,p) = \frac{U_{0e}\ln\frac{r}{R_i} + U_{0i}\ln\frac{R_e}{r}}{\ln\frac{R_e}{R_i}};$$

$$\lim_{p\to\infty} [pU(r,p)]' = \frac{\lambda}{4}\left[U_{0i}(R_e - r)^2 \ln\frac{R_e}{r} + \right.$$

$$+ U_{0e}(r - R_i)^2 \ln\frac{r}{R_i} - (R_e - R_i)^2\left((U_{0i}\ln\frac{R_e}{r} + \right.$$

$$\left.\left. + U_{0e}\ln\frac{r}{R_i}\right)\right]\frac{1}{\ln\frac{R_e}{R_i}}. \quad (32)$$

La valori mari ale argumentelor, funcțiunea $U(r,p)$, (30) se aproximează ținînd seama de (28) și (31), în modul următor:

$$U(r,p) =$$

$$= \sim \frac{U_{0e}\sqrt{R_e}\,\mathrm{sh}\,\gamma(r - R_i) + U_{0i}\sqrt{R_i}\,\mathrm{sh}\,\gamma(R_e - r)}{p\sqrt{r}\,\mathrm{sh}\,\gamma(R_e - R_i)} \quad (33)$$

și prin urmare.

$$\lim_{\substack{p\to\infty \\ p\to\infty}} pU(r,p) = U_{0e}\sqrt{\frac{R_e}{r}}\,\frac{\mathrm{sh}\,\gamma(r - R_i)}{\mathrm{sh}\,\gamma(R_e - R_i)} +$$

$$+ U_{0i}\sqrt{\frac{R_i}{r}}\,\frac{\mathrm{sh}\,\gamma(R_e - r)}{\mathrm{sh}\,\gamma(R_e - R_i)} = \sim 0; \quad (34)$$

$$p\to\infty$$

Cu aceste valori, formula timpului tranzitoriu al tubului τ_{mt} este:

$$\tau_{mt}(r) = \frac{\lambda}{4} \frac{(R_e - R_i)^2 \left[U_{0e} \ln \frac{r}{R_i} + U_{0i} \ln \frac{R_e}{r} \right] - U_{0e} (r - R_i)^2 \ln \frac{r}{R_i} - U_{0i} (R_e - r)^2 \ln \frac{R_e}{r}}{U_{0e} \ln \frac{r}{R_i} + U_{0i} \ln \frac{R_e}{r}} ; \quad (35)$$

cu următoarea valoare pe suprafaţa mediană $r_m = \frac{1}{2}(R_e + R_i)$, (independentă de valorile iniţiale U_{0e} şi U_{0i}),

$$\tau_{mt}(r_m) = \tau_{mt}^{(0)}(r_m) = \frac{3\lambda}{16}(R_e - R_i)^2 . \quad (36)$$

Se observă că timpul mediu nu este maxim pe suprafaţa mediană.

Dacă excitaţiile se aplică numai pe faţa exterioară, sau numai pe faţa interioară, constantele de timp $\tau_{te}^{(0)}(r)$ şi $\tau_{ti}^{(0)}(r)$ au expresiile:

$$\tau_{te}^{(0)}(r) = \frac{\lambda}{4}\left[(R_e - R_i)^2 - (r - R_i)^2 \right] ; \quad \tau_{te}^{(0)}(r_m) = \frac{3\lambda}{16}(R_e - R_i)^2 ; \quad \tau_{ti}^{(0)}(R_i) = \frac{\lambda}{4}(R_e - R_i)^2 ; \quad (37)$$

$$\tau_{ti}^{(0)}(r) = \frac{\lambda}{4}\left[(R_e - R_i)^2 - (R_e - r)^2 \right] ; \quad \tau_{ti}^{(0)}(r_m) = \frac{3\lambda}{16}(R_e - R_i)^2 ; \quad \tau_{ti}^{(0)}(R_e) = \frac{\lambda}{4}(R_e - R_i)^2 . \quad (38)$$

La fel ca în cazul plăcii, timpul mediu tranzitoriu are pe suprafaţa mediană aceeaşi valoare fie că excitaţiile se aplică numai pe una din feţe sau pe amîndouă.

În lucrarea [4] s-a determinat pentru parametrul $\tau_{ti}^{(0)}(R_i)$ formula:

$$\tau_{te}^{(0)}(R_i) = \frac{\lambda}{4}(R_e^2 - R_i^2) . \quad (39)$$

Se observă că formula (39) rezultă din formula (29) a cilindrului plin $\tau_{mc}^{(0)}(r)$ pentru $r = R_i$. Nepotrivirea provine din utilizarea neadecuată a formulelor asimptotice ale funcţiunilor lui Bessel la valori mici ale argumentului. În anexa 1 se verifică expresia parametrului $\tau_{mt}^{(0)}(r)$ a tubului prin degenerarea acestuia în placa de extensiune infinită în lungime şi lăţime.

2.5. Cavitatea cilindrică circulară de rază R (fig. 7). Dacă se aplică excitaţia $U_0\gamma(t)$ pe faţa cavităţii, soluţia ecuaţiei (16) în care $\nu = r$ şi $m = 1$ este:

$$U(r,p) = \frac{U_0}{p} \frac{K_0(\gamma r)}{K_0(\gamma R)} , \quad (40)$$

iar termenii formulei (14) se calculează astfel:

$$\lim_{p\to\infty} pU(r,p) = U_0 \lim_{p\to\infty} \frac{K_0(\gamma r)}{K_0(\gamma R)} = \sim U_0 \frac{\ln \alpha\gamma r}{\ln \alpha\gamma R} ; \quad \lim_{p\to\infty} [pU(r,p)]' =$$

$$= \frac{\sqrt{\lambda} U_0}{2} \lim_{p\to 0} \frac{-rK_1(\gamma r)K_0(\gamma r) + RK_0(\gamma r)K_1(\gamma R)}{\sqrt{p}\,[K_0(\gamma R)]^2} =$$

$$= \sim \frac{\lambda U_0}{4}(r^2 - R^2) \cdot \frac{\ln \alpha\gamma r}{\ln \alpha\gamma R} ; \quad \lim_{p\to\infty} pU(r,p) =$$

$$= \sim U_0 \sqrt{\frac{R}{r}} \lim e^{-\gamma(R-r)} = \sim 0 ; \quad (r < R) .$$

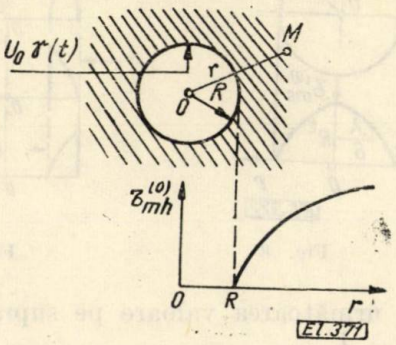


Fig. 7.

Timpul tranzitoriu la excitaţie treaptă $\tau_{mh}^{(0)}(r)$ are deci expresiile:

$$\tau_{mh}^{(0)}(r) = \frac{\lambda}{4}(r^2 - R^2) ; \quad \tau_{mh}^{(0)}(R) = 0 . \quad (41)$$

2.6. Sfera plină de rază R (*fig. 8*). În sistemul de coordonate sferic cu originea în centrul sferei, soluţia ecuaţiei (16) în care $\nu = r$ şi $m = 2$ are pentru excitaţia $U_0\gamma(t)$ următoarea formă:

$$U(r,p) = \frac{U_0}{p} \frac{R}{r} \frac{\operatorname{sh} \gamma r}{\operatorname{sh} \gamma R} . \quad (42)$$

Soluţia este de formă (22) şi utilizînd aceleaşi aproximaţii, se obţin, pentru timpul tranzitoriu la excitaţie treaptă $\tau_{ms}^{(0)}(r)$, expresiile:

$$\tau_{ms}^{(0)}(r) = \frac{\lambda(R^2 - r^2)}{b} ; \quad \tau_{ms}^{(0)}(0) = \frac{\lambda R^2}{b} . \quad (43)$$

2.7. Coajă sferică de raze exterioară R_e *şi interioară* R_i (fig. 9). Aplicînd excitaţiile $U_{0e}\gamma(t)$ pe faţa exterioră şi $U_{0i}\gamma(t)$ pe faţa interioară

soluția ecuației (16) în care $\nu = r$ și $m = 2$ este:

$$U(r,p) = \frac{1}{p}\left[U_{0e}\frac{R_e}{r}\frac{\operatorname{sh}\gamma(r-R_i)}{\operatorname{sh}\gamma(R_e-R_i)} + U_{0i}\frac{R_i}{r}\frac{\operatorname{sh}\gamma(R_e-r)}{\operatorname{sh}\gamma(R_e-R_i)}\right], \quad (44)$$

adică de aceeași formă cu (42).

Utilizînd aproximațiile funcțiilor hiperbolice pentru valori mari și mici ale argumentelor, se obține expresia timpului tranzitoriu $\tau_{m\,\mathrm{sh}}(r)$:

$$\tau^{(0)}_{m\,\mathrm{sh}}(r) = \frac{\lambda}{b}\frac{U_{0e}R_e(r-R_i)[(R_e-R_i)^2-(r-R_i)^2] + U_{0i}R_i(R_e-r)[(R_e-R_i)^2(R_e-r)^2]}{U_{0e}R_e(r-R_i)+U_{0i}R_i(R_e-r)}, \quad (45)$$

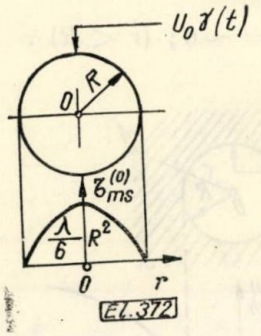


Fig. 8

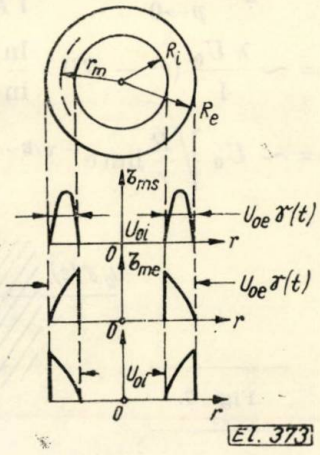


Fig. 9

cu următoarea valoare pe suprafața mediană $r_m = \frac{1}{2}(R_e + R_i)$ (independentă de valorile inițiale U_{0e} și U_{0i}),

$$\tau^{(0)}_{m\,\mathrm{sh}}(r_m) = \frac{3\lambda}{24}(R_e - R_i)^2. \quad (46)$$

Se observă că la fel ca la tubul cilindric, parametrul $\tau^{(0)}_{m\,\mathrm{sh}}$ nu are valoarea maximă pe suprafața r_m.

Dacă excitațiile se aplică numai pe fața exterioară sau numai pe fața interioară constantele $\tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,e}(r)$ și $\tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,i}(r)$ au expresiile:

$$\tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,e}(r) = \frac{\lambda}{b}\left[(R_e-R_i)^2-(r-R_i)^2\right];\ \tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,e}(r_m) = \frac{3\lambda}{24}(R_e-R_i)^2;\ \tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,e}(R_i) = \frac{\lambda}{b}(R_e-R_i)^2$$

$$\tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,i}(r) = \frac{\lambda}{b}\left[(R_e-R_i)^2-(R_e-r)^2\right];\ \tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,i}(r_m) = \frac{3\lambda}{24}(R_e-R_i)^2;\ \tau^{(0)}_{\mathrm{sh}\,i}(R) = \frac{\lambda}{b}(R_e-R_i)^2. \quad (47)$$

La fel ca în cazurile plăcii și tubului circular, timpul tranzitoriu pe suprafața mediană are aceeași valoare fie că excitațiile se aplică numai pe una din fețe sau pe amîndouă.

2.8. Cavitatea sferică de rază R (fig. 10). Aplicînd excitația $U_0\gamma(t)$ pe fața interioară a cavității, soluția ecuației (16) este:

$$U(r,p) = \frac{U_0}{p}\frac{R}{r}e^{-\gamma(R-r)}, \quad (48)$$

de aceeași formă cu (17) în care la exponent intervine $R - r$ în loc x. Aplicînd formulele (11) și (12) se obține următoarea expresie a timpului de răspuns la excitație treaptă $\tau^{(0)}_{cs}(r)$:

$$\tau^{(0)}_{cs}(r) = \frac{\pi\lambda(R-r)^2}{4}. \quad (49)$$

3. Semnificația fizică și aplicații ale parametrilor de timp

Utilitatea parametrilor de timp pentru calculul duratei proceselor tranzitorii și alte proprietăți sînt arătate detaliat în lucrările acad. A. Avramescu. În cele ce urmează se pun în evidență unele proprietăți ale parametrilor de timp ca funcțiuni de punct și ale difuziei în domeniile studiate în această lucrare.

a. Parametrii de timp sînt invers proporționali cu difuzivitatea și depind de poziția punctului în care se calculează. În figurile 4—10 s-au reprezentat calitativ curbele $\tau^{(0)}_m$

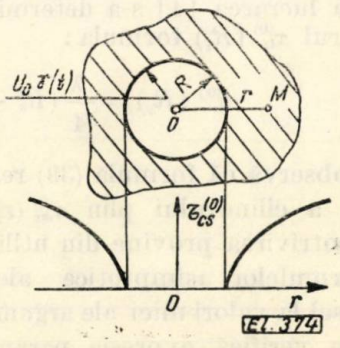


Fig. 10

și τ_m pentru cazurile examinate și se constată: timpul de răspuns e maxim în punctul, axa sau planul de simetrie pentru domeniile simplu conexe (sfera plină, cilindrul plin și placă, dacă excitațiile se aplică pe ambele fețe); timpul e maxim pe una din fețe cînd excitația se aplică pe cealaltă față și e maxim în interiorul domeniului dacă excitațiile se aplică pe ambele fețe. În cavitățile cilindrică cir-

cular, sferică și în semispațiu, timpul de răspuns variază cu distanța x sau diferențele $(R - r)$.

b. O altă mărime utilă pentru analiza difuziei este viteza medie de difuzie v_m, definită de raportul dintre distanța x măsurată de la suprafața pe care se aplică excitația treaptă și timpul de răspuns $\tau_m^{(0)}(x)$,

$$v_m(x) = \frac{x}{\tau_m^{(0)}(x)}. \tag{50}$$

Viteza de defuzie $v_m(x)$ este funcție de punct și în toate cazurile examinate, cu excepția semispațiului și cavității sferice, rezultă finită. Rezultatul paradoxal al vitezei de difuzie infinite pe suprafața semispațiului și cavității sferice a fost semnalat de Miller [8] și este datorat aproximației regimului cuasistaționar care nu mai e valabilă în cele două cazuri pentru $x \to 0$ și $t \to 0$.

c. Relația dintre adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic cuasistaționar armonic permanent $\delta = \sqrt{2/\mu\omega\sigma}$ și timpul de răspuns tranzitoriu $\tau_c^{(0)}$ în cilindru circular și în placă a fost semnalată de A. Avramescu [4]. Mai potrivită pare însă corespondența între δ și timpul de răspuns în semispațiu $\tau_{sp}^{(0)}$ întrucît se referă la același domeniu de difuzie. Notînd cu T perioada mărimilor amonice $\left(T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}\right)$ această relație este :

$$\frac{\tau}{T} = \left(\frac{x}{2\delta}\right)^2 ; \quad \frac{\tau}{T/4} = \left(\frac{x}{\delta}\right)^2 ; \tag{51}$$

adică adîncimea de pătrundere δ este distanța pînă la care pătrunde cîmpul pe durata unei constante de timp, egală cu un sfert de perioadă.

d. Densitatea tranzitorie de curent $J(r,t)$ și cîmpul magnetic tranzitoriu $H_t(r,t)$ în interiorul conductorului cilindric circular de rază R, pus la momentul $t = 0$ sub tensiune constantă la borne, au expresiile cunoscute în literatură [4].

$$J(r,t) = \frac{I_0}{\pi R_0^2}\left[1 - \sum_1^\infty \frac{J^o\left(\beta_n \frac{r}{R}\right)}{\frac{1}{2}\beta_n J_1(\beta_n)} e^{-\beta_n^2 t/T_0}\right]; \tag{52}$$

$$T_0 = \mu\sigma R^2;$$

$$H_t(r,t) = \frac{I_0}{\pi R^2}\left[\frac{r}{2} - 2R\sum_1^\infty \frac{J_1\left(\beta_n \frac{r}{R}\right)}{\beta_n^2 J_1(\beta_n)} e^{-\beta_n^2 t/T_0}\right]; \tag{53}$$

în care I_0 este intensitatea curentului continuu, iar β_n sînt rădăcinile ecuației $J_0(\beta) = 0$. Imaginile Laplace $J(r,p) = \mathcal{L}\{J(r,t)\}$ și $H_t(r,p) = \mathcal{L}\{H_t(r,t)\}$ au expresiile :

$$J(r,p) = \frac{I_0}{\pi R^2}\frac{1}{p}\frac{J_0(j\gamma r)}{J_0(j\gamma R)}; H_t(r,p) = -\frac{j}{\gamma p}\frac{I_0}{\pi R^2}\frac{J_1(j\gamma r)}{J_0(j\gamma R)}. \tag{54}$$

Dacă se calculează din relația (53) cîmpul magnetic pe suprafața conductorului, se deduce intensitatea tranzitorie a curentului $i(t)$:

$$i(t)\, I_0\left(1 - 4\sum_1^\infty \frac{1}{\beta_n^2} e^{-\beta_n^2 t/T_0}\right), \tag{55}$$

formulă mai puțin cunoscută în literatură. Timpul de răspuns τ_t al curentului $i(t)$ calculat cu formula (9) apare sub forma unei serii :

$$\tau_t = T_0 \frac{\sum_1^\infty \beta_n^{-4}}{\sum_1^\infty \beta_n^{-2}}, \tag{56}$$

iar cu formula (16), sub următoarea expresie compactă :

$$\tau_t = \tau_0. \tag{57}$$

Notînd cu $L_{0i} = \frac{\mu}{8\pi}$ inductivitatea interioară, cu $R_0 = \frac{1}{\sigma\pi R^2}$, rezistența în curent continuu calculate pe unitatea de lungime și cu $\tau_0 = \frac{L_{0i}}{R_0}$ constanta de timp interioară. rezultă din (57)

$$\tau_t = \tau_0, \tag{58}$$

adică timpul mediu de răspuns tranzitoriu este egal cu constanta de timp interioară

În figura 11 a s-au trasat curbele :

$$i(t) = \sim I_o\left[1 - 4\sum_{n=1}^3 \frac{1}{\beta_n^2} e^{-\beta_n^2 t/T_0}\right]; \; i_o(t) = I_0(1 - e^{-t/\tau_0}). \tag{59}$$

Se constată că formula (55) poate fi aproximată cu formula (59). Rezultă că schema echivalentă a conductorului cilindric circular conține o rezistență egală cu rezistența R_0 în curent continuu, în serie cu o inductivitate L_{0i} egală cu inductivitatea interioară în regim staționar. (fig. 11b). Regimul tranzitoriu la stabilirea și întreruperea curentului în conductorul cilindric circular izolat

de alte conductoare nu este influenţat de inductivitatea exterioară

e. Pentru a compara monotonia difuziei în semispaţiu cu a exponenţialei elementare,

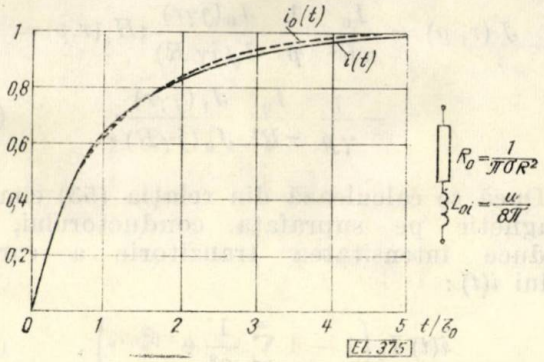


Fig. 11

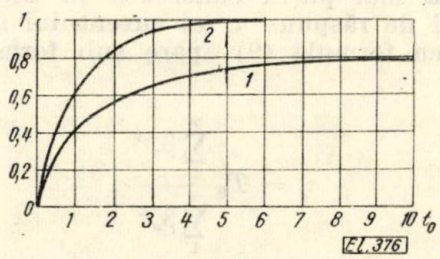


Fig. 12

se exprimă răspunsul tranzitoriu $U_e(x,t)$ (17) în funcţie de timpul relativ $t_0 = \frac{t}{\tau_{sp}} = \frac{4t}{\pi\lambda x^2}$

$$U_e(x,t) = U_0 \operatorname{erfc} \frac{x\sqrt{\lambda}}{2\sqrt{t}} = \operatorname{erfc} \frac{1}{\sqrt{\pi t_0}}. \qquad (60)$$

În figura 12 s-au trasat curbele erfc $\frac{1}{\sqrt{\pi t_0}}$ şi $1 - e^{-t/\tau_{sp}^0}$ iar în tabela 1 s-au calculat valorile lor pentru $t_0 = 1{,}2 \ldots 10$. Se constată că difuzia în semispaţiu este mai lentă decît după o exponenţială.

Tabela 1

t_0	1	2	3	4	5	10
erfc $\frac{1}{\sqrt{\pi t_0}}$ %	42,8	57,2	65,1	69,2	71,3	79,905
$1 - e^{-t/\tau sp}$ %	63,2	86,5	95,0	98,2	99,3	99,996

În lucrarea [4], un grafic asemănător pune în evidenţă monotonia în timp a difuziei în placa, cilindrul şi sfera cu aceeaşi dimensie caracteristică ($d = R$).

f. Dintre formele geometrice examinate la paragraful 2 servind pentru studiul difuziei căldurii, — numai o parte privesc şi difuzia cîmpului electromagnetic. De exemplu problemele sferei, coajei sferice şi cavităţii sferice nu intervin în difuzia de volum a cîmpului electromagnetic, în schimb sînt utile în examinarea difuziei normale (superficiale), [18], [19].

ANEXA

A. Verificarea formulei $\tau_{mt}^{(0)}$ a tubului cilindric circular Menţinînd fixe generatoarele O_1 şi O_1' (fig. 13), apoi tinzînd la infinit, razele de R_e şi R_i, tubul degenerează în placă de grosime $2d = R_e - R_i$. Cercul de rază $r_m = \frac{1}{2}(R_e + R_i)$ trece în axa oy a sistemului de coordonate cartezian $oxyz$ şi cercurile de raze R_e şi R_i în dreptele $x = d$ şi $x = -d$.

Relaţiile de trecere de la sistemul de coordonate cilindric cu originea în axa tubului, la sistemul cartezian cu originea O, sînt următoarele :

$$\lim(r - R_i) = x + d\,;\ \lim(r - R_e) = x - d\,;\ \lim(r - r_m) = x\,;$$
$$r, R_i \to \infty \qquad r, R_e \to \infty \qquad r, r_m \to \infty$$
$$\lim_{r\to\infty} dr = dx\,;\ \lim_{r\to\infty} r\,dy = dy \qquad (61)$$

şi deci :

$$\lim_{r\to\infty} \frac{\partial}{\partial r} = \frac{\partial}{\partial x}\,;\ \lim_{r\to\infty} \frac{\partial}{r\partial y} = \frac{\partial}{\partial y}. \qquad (62)$$

Cu relaţiile (61) laplacianul $\Delta(r,\varphi)$ în coordonatele cilindrice trece în laplacianul $\Delta(x,y)$ în coordonate carteziene :

$$\lim_{r\to\infty} \left[\frac{\partial}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2}{\partial y^2}\right] = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \qquad (63)$$

şi prin urmare din ecuaţia difuziei pentru cilindrul circular rezultă ecuaţia difuziei pentru placă. Utilizînd relaţiile (61)

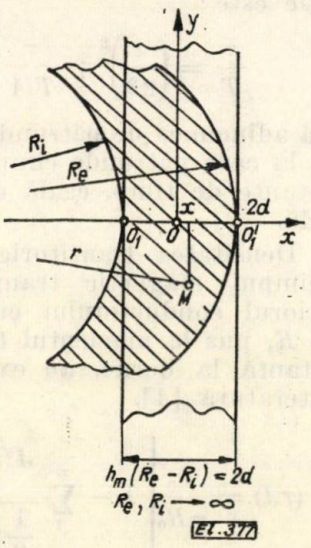


Fig. 13

şi luînd limita, pentru r, R_e, $R_i \to \infty$ formula (33) trece în formula (22) :

$$\lim \frac{U_{0e}\sqrt{R_e}\,\operatorname{sh}\gamma(r - R_i) + U_{0i}\sqrt{R_i}\,\operatorname{sh}\gamma(R_e - r)}{p\sqrt{r}\,\operatorname{sh}\gamma(R_e - R_i)} =$$
$$= \frac{U_{01}\operatorname{sh}\gamma(d + x) + U_{02}\operatorname{sh}\gamma(d - x)}{p\operatorname{sh} 2\gamma d}$$

în care s-a înlocuit U_{0e} cu U_{01} și U_{0i} cu U_{02}. În aceste condiții, formula timpului tranzitoriu al tubului cilindric trece în formula plăcii,

$$\lim_{r,\, R_e,\, R_i \to \infty} \tau_{mt}^{(0)} \to \tau_{mp}^{(0)}.$$

B. Verificarea formulei $\tau_{mhs}^{(0)}$ a coajei sferice

Menținînd fixe punctele O_1 și O_1' situate pe fața exterioară și interioară a coajei sferice (fig. 13), apoi tinzînd la infinit, razele R_e și R_i, coaja sferică degenerează în placa de grosime $2d = R_e - R_i$. Sfera de rază $r_m = \frac{1}{2}(R_e + R_i)$ trece în planul $x = 0$ și sferele R_e și R_i în planele $x = d$ și $x = -d$.

Relațiile de trecere de la sistemul de coordonate sferic cu centrul în centrul sferei la sistemul cartezian cu centrul 0 sînt :

$$\lim_{r,\, R_i \to \infty} (r - R_i) = x + d\,;\quad \lim_{r,\, R_e \to \infty} (r - R_e) = x - d\,;\quad \lim_{r,\, r_m \to \infty} (r - r_m) = x \tag{64}$$

$$\lim_{r \to \infty} \mathrm{d}r = \mathrm{d}x,$$

și deci :

$$\lim_{r \to \infty} \frac{\partial}{\partial r} = \frac{\partial}{\partial x}. \tag{65}$$

Cu relațiile (64) laplacianul Δ (r) în coordonate sferice trece în laplacianul $\Delta(x)$ în coordonate carteziene :

$$\lim_{r \to \infty} \frac{1}{r} \frac{\partial^2}{\partial r^2}(r \ldots) = \frac{\partial^2}{\partial x^2} \tag{66}$$

și prin urmare din ecuația difuziei pentru sferă ecuația difuziei pentru placă. Utilizînd relațiile (64) și luînd limita, pentru $r,\ R_e,\ R_i \to \infty$, formula (44) trece în formula (22) :

$$\lim \left[U_{0e} \frac{R_e}{r} \frac{\operatorname{sh} \gamma (r - R_i)}{\operatorname{sh} \gamma (R_e - R_i)} + U_{oi} \frac{R_i}{r} \frac{\operatorname{sg} \gamma (R_e - r)}{\operatorname{sh} \gamma (R_e - R_i)} \right] = \frac{U_{01} \operatorname{sh} \gamma (d + x) + U_{02} \operatorname{sh} \gamma (d - x)}{\operatorname{sh} 2 \gamma d};$$

în care s-a înlocuit U_{0e} cu U_{01} și U_{0i} cu U_{02}. Rezultă de asemenea :

$$\lim \tau_{m\,\mathrm{hs}}^{(0)}(r) \to \tau_{mp}^{(0)}(x).$$

Bibliografie

1] *Pleyel, H.* Vandringsvagor och deras formförändringer under fortplantigen utefter ledningar. In : Tekn. Tidsk (E), **48**, 1918, p. 129.

2] *Strutt, M. I. O.* Magnetische Feldverdrängung und Eigenzeit Konstanten. In : Ann. Phys. **85**, 1928, p. 866—880.

3] *Avramescu, A.* Beiträge zur Erwämungsberechnung elektrische Leiter, Habil. Diss. T. H. Dresden, 1943.

4] *Avramescu, A.* Über die Zeitkonstante des Skineffektes, E.T.Z. A, **80**, nr. 3, 1959, p. 78—82.

5] *Avramescu, A.* Constanta de timp a efectului pelicular în conductoarele cilindrice și tubulare. In : Comunic. Acad. R.P.R. tom. **VIII**, nr. 3, 1958, pag. 285—293.

6] *Avramescu A.* New contribution to the transient skin effect calculus. In : Rev. d'Electr. et d'Energ tome **II**, nr. 2, 1957, p. 213—219.

7] *Nechleba, F.* Erweiterung des Begriffes der Zeitkonstante. In : E.T.Z-A, **74**, 1953, p. 98—101 și 691—692 (Zuschrift F. Fraunberger).

8] *Miller, K. W.* Diffusion of electric currents into rods, tubes and flat surfaces. In : A.I.E.E. **66**, 1947, p. 1946—1502.

9] *Fraunberger, F.* Schaltvorgänge an Magnetspulen mit massivem Eisenkern. In : Arch. Elektrotechn., **41**, 1, 27, 1953.

10] *Cocci, G.* și *Sartori, R.* Contributo allo studio delle reti par comunicazioni elettriche. In : Mem. R. Ist. Lombard, **26**, 1938, p. 41—123.

11] *Jacottet, P.* Dämpfung und Verzerrung kurzer Sprungwellen durch Stromverdrängung im Erdreich. Wiss. Veröffentl. Siemens Werke, 1931, 10, **42**.

12] *Hochrainer, A.* Die Spannungsverteilung in einer Transformatorenwicklung bei beliebiger Form der Stosspannung. In : E.T.Z.-A. **74**, 1953, p. 153—155.

13] *Gänger, B.* Stossprüfung von Transformatoren. In : E.T.Z.-A, **76**, 1955, p. 177—186.

14] *Udo, T.* The attenuation and distortion of short-tail traveling waves on overhead power transmission lines. In : I.E.E.E. Transact. I.E.E.E., vol. **PAS — 84**, aprilie, 1965, p. 310—314.

15] *Tuohy, E. J., Lee, Th. H., Fulberton, H. P.,* Transient Resistance of Conductors, Transact. I.E.E.E., vol. PAS **-87**, nr. 2 febr 1968, p. 455—461.

16] *Mocanu, C. I.,* Normal diffusion Phenomena. In : St. cerc. energ. electr., tom **20**, nr. 1, 1970, p. 139—157.

17] *Mocanu, C. I.* Local Time Parameters of Diffusion Phenomena. In : Rev. d'Electr. et d'Energ. tome 15, nr. 1, 1969.

18] *Mocanu, C. I.* Bazele Electrotehnicii, III-4 Curenți variabili în conductoare masive. Atelierul de imprimare al Inst. politehnic-București, 1969.

19] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitație treaptă de curent a conductorului cilindric plin. : În Electrotehnica, **18**, nr. 4, 1970., p. 117—121.

20] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitație treaptă de curent a conductorului cilindric tubular. În : Electrotehnica **18**, nr. 5, 1970, p. 160—166.

21] *Doetsch, G.* Theorie und Anwendung der Laplace Transformation, Berlin, J. Springer, 1937.

22] *Gray, A.* și *Matheews, G. B.* A Treatise on Bessel Functions and their Applications to Physics, London, Macmillan, 1952.

23] Comité Électrotechnique International (CEI), Publication 60 : Recommandation pour la technique des essais à haute tension, Genève, I.E.C., 1960.

Intrat în redacție la 15. V. 1970.

Contribuţii la studiul circuitului ferorezonant serie

IOAN SUCHAR, ADRIAN CREŢU şi GHEORGHE ŞERBAN* — Iaşi

CZ 621.318.435.2 : 621.313.414

Studiul circuitelor ferorezonante serie a făcut obiectul a numeroase cercetări [1], [2], [3], [5], [6], etc. În această lucrare se studiază comportarea circuitului ferorezonant serie cu bobină neliniară, la variaţia induc-

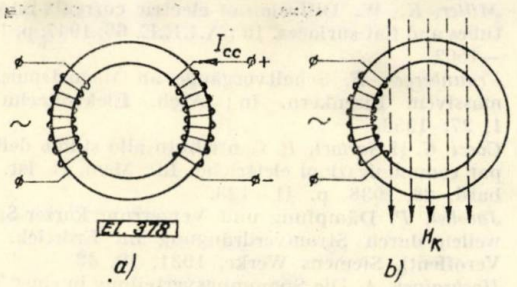


Fig. 1

tivităţii bobinei. Modificarea inductivităţii a fost realizată prin premagnetizarea miezului feromagnetic toroidal al bobinei cu ajutorul unei înfăşurări de comandă dispusă pe miez şi parcursă de curent continuu (fig. 1a),

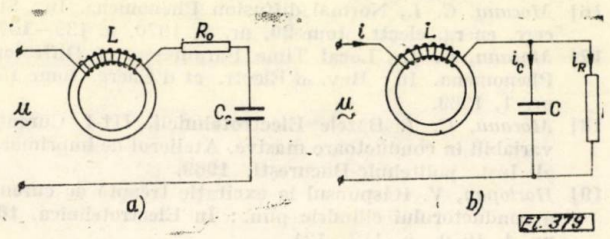


Fig. 2

sau prin introducerea bobinei neliniare într-un cîmp magnetic continuu, exterior, H_k (fig.1b).

Studiul ferorezonanţei serie la variaţia inductivităţii, prin primul procedeu de premagnetizare menţionat, a fost efectuat în lucrările [1] şi [6]. În cele ce urmează se studiază teoretic şi experimental ferorezonanţa obţinută prin al doilea procedeu de premagnetizare, comparîndu-se rezultatele obţinute prin cele două posibilităţi de variaţie a inductivităţii.

Consideraţii teoretice

Schema de principiu a circuitului ferorezonant serie studiat este dată în figura 2a, în care R_0 include rezistenţa ohmică a bobinei neliniare L şi o rezistenţă suplimentară, iar C_0 este un condensator liniar.

Pentru uşurinţa stabilirii ecuaţiei neliniare diferenţiale a circuitului, s-a înlocuit schema de principiu (fig. 2a) printr-o schemă echivalentă (fig. 2,b), în care:

$$R = \frac{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2}{\omega^2 R_0 C_0^2} \tag{1}$$

$$C = \frac{C_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2}. \tag{2}$$

În lipsa premagnetizării, caracteristica de magnetizare $\mathcal{F} = f(\Phi)$ a miezului toroidal al bobinei neliniare L este reprezentată în figura 3, curba 1.

În lucrările [2] şi [4] se arată că în cazul premagnetizării miezului după procedeul din figura 1b, caracteristica de magnetizare are aspectul curbei *2* din figura 3.

Analitic, caracteristica de magnetizare *1* poate fi aproximată printr-un polinom de forma:

$$\mathcal{F} = Ni = a_1\Phi + a_3\Phi^3 + a_5\Phi^5, \tag{3}$$

unde $a_1 > 0$, $a_3 > 0$ şi $a_5 > 0$ sînt coeficienţi ce depind de proprietăţile magnetice ale materialului feromagnetic, iar N este numărul spirelor bobinei alimentate în curent alternativ.

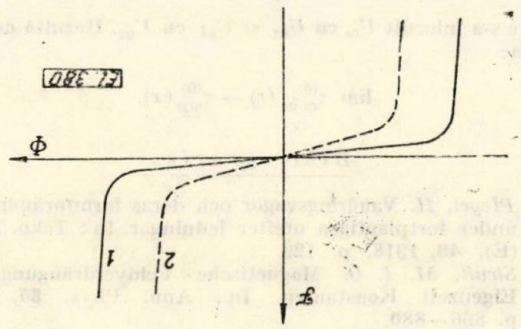


Fig. 3

Experimental se constată că expresia analitică a caracteristicii 2 din figura 3 se obţine înmulţind coeficienţii a_1, a_3 şi a_5 cu un factor supraunitar b, deci:

$$Ni = b_1\Phi + b_1b_3\Phi^3 + b_1b_5\Phi^5, \tag{4}$$

unde:

$$b_1 = ba_1;\ b_3 = \frac{a_3}{a_1} \text{ şi } b_5\frac{a_5}{a_1}.$$

* Ing. *I. Suchar* şi ing. *Gh. Şerban* sînt şefi de lucrări, iar ing. *A. Creţu* este asistent la Facultatea de electrotehnică din Institutul politehnic Iaşi

În ipoteza că circuitul reprezentat din figura 2 b este alimentat cu tensiune alternativă sinusoidală

$$u = \sqrt{2}\, U \sin \omega t,$$

neglijînd histerezisul şi ţinînd cont de (4), se obţine ecuaţia diferenţială a circuitului:

$$NC\frac{d^2\Phi}{dt^2} + \frac{N}{R}\frac{d\Phi}{dt} + \frac{b_1}{N}\Phi + \frac{b_1 b_3}{N}\Phi^3 + \frac{b_1 b_5}{N}\Phi^5 = \frac{\sqrt{2}U}{R}\sqrt{1+\omega^2 C^2 R^2}\sin(\omega t + \varphi). \quad (5)$$

Notînd:

$$\tau = \omega t + \varphi = \omega t + \operatorname{arc\,tg} RC\omega, \quad (6)$$

$$\Phi = \Phi_n \cdot v, \quad (7)$$

unde:

$$\Phi_n = \frac{\sqrt{2}U}{N}\frac{\sqrt{1+\omega^2 C^2 R^2}}{RC\omega^2}; \quad (8)$$

$$k = \frac{1}{RC\omega}; \quad (9)$$

$$p = \omega^2 N^2 C; \quad (10)$$

$$b_3^* = b_3 \Phi_n^2; \quad (11)$$

$$b_5^* = b_5 \Phi_n^4, \quad (12)$$

se obţine ecuaţia:

$$\frac{d^2 v}{d\tau^2} + k\frac{dv}{d\tau} + \frac{b_1}{p}v + \frac{b_1 b_3^*}{p}v^3 + \frac{b_1 b_5^*}{p}v^5 = \sin\tau. \quad (13)$$

Aceasta este o ecuaţie diferenţială neliniară Duffing.

Neglijînd armonicile de ordin superior, impunînd ecuaţiei (13) soluţia de forma

$$v = V\cos(\tau + \psi), \quad (14)$$

unde V este amplitudinea, iar ψ — defazajul dintre $v(\tau)$ şi $u(\tau)$, şi înlocuind (14) în (13) se obţin expresiile:

$$-kV\sin\psi + \left(-V + \frac{b_1}{p}V + \frac{3}{4}\frac{b_1 b_3^*}{p}V^3 + \frac{5}{8}\frac{b_1 b_5^*}{p}V^5\right)\cos\psi = 0, \quad (15)$$

$$-kV\cos\psi - \left(-V + \frac{b_1}{p}V + \frac{3}{4}\frac{b_1 b_3^*}{p}V^3 + \frac{5}{8}\frac{b_1 b_5^*}{p}V^5\right)\sin\psi = 1. \quad (16)$$

Ridicînd la pătrat şi adunînd expresiile (15) şi (16) rezultă ecuaţia algebrică:

$$k^2V^2 + V^2\left(-1 + \frac{b_1}{p} + \frac{3}{4}\frac{b_1 b_3^*}{p}V^2 + \frac{5}{8}\frac{b_1 b_5^*}{p}V^4\right)^2 = 1. \quad (17)$$

Notînd:

$L = \frac{N^2}{b_1}$ — valoarea în origine a inductivităţii liniare a bobinei premagnetizate (curba *2* din fig. 3),

şi

$$\lambda = \frac{p}{b_1} = LC\omega^2, \quad (18)$$

ecuaţia (17) devine:

$$k^2V^2 + V^2\left(-1 + \frac{1}{\lambda} + \frac{3}{4}\frac{1}{\lambda}b_3^* V^2 + \frac{5}{8}\frac{1}{\lambda}b_5^* V^4\right)^2 = 1. \quad (19)$$

În continuare se va reprezenta graficul funcţiei $V(\lambda)$. Precizăm că variabila independentă λ (relaţia 18), în ipoteza că pulsaţia ω şi capacitatea C sînt constante, este direct proporţională cu inductivitatea L, deci este o mărime reală şi pozitivă. Variabila dependentă V fiind direct proporţională cu amplitudinea fluxului Φ, deci implicit cu amplitudinea U_L a căderii de tensiune de pe bobină este de asemenea o mărime reală. Mai convenim că V ia valori pozitive cînd defazajul ψ este inductiv, şi valori negative cînd ψ este capacitiv.

Pentru a determina extremele funcţiei $V(\lambda)$, se impune condiţia:

$$\frac{dV}{d\lambda} = 0.$$

Soluţiile reale ale ecuaţiei rezultate sînt:

$$\lambda_m = 1 + \frac{3}{4}b_3^*\frac{1}{k^2} + \frac{5}{8}b_5^*\frac{1}{k^4}; \quad (20)$$

$$V_m = \pm\frac{1}{k}. \quad (21)$$

Corespunzător valorii λ_m a parametrului λ, funcţia $V(\lambda)$ va admite tangente orizontale. Făcînd $\lambda = 0$ în (19. rezultă că are sens fizic numai $V = 0$, deci curba $V(\lambda)$ trece prin origine.

Pentru $\lambda \to \infty$, obţinem din (19)

$$\lim_{\lambda\to\infty} V = \pm\frac{1}{\sqrt{1+k^2}}. \quad (22)$$

Pentru trasarea caracteristicii $V(\lambda)$ mai este necesar să determinăm punctele (V_i, λ_i) pentru care funcţia $V(\lambda)$ admite tangente verticale. Coordonatele acestor puncte se determină impunînd condiţia

$$\frac{d\lambda}{dV} = 0.$$

Soluţiile cu sens fizic ale ecuaţiei algebrice rezultate din această condiţie sînt de forma:

Dacă λ creşte peste valoarea V_{i1}, circuitul ferorezonant devine inductiv, V trece prin salt la o nouă valoare, pozitivă, iar pentru λ tinzînd la infinit funcţia $V(\lambda)$ tinde la valoarea $V = \frac{1}{\sqrt{1+k^2}}$. Micşorînd pe λ pînă cînd se depăşeşte valoarea λ_{i2}, amplitudinea V şi faza ψ variază prin salt în sens invers cazului anterior.

$$V_i = \pm \sqrt{\frac{6b_3^*(\lambda_i - 1) \pm \sqrt{9\,b_3^*(\lambda_i-1)^2 + 60\,b_5^*(\lambda_i-1)^3 + 60\,b_5^*(\lambda_i-1)\lambda_i^2 k^2 - 27\,b_3^{*2}\lambda_i^2 k^2}}{15\,b_5^*(\lambda_i - 1) + \frac{27}{4}b_3^{*2}}}. \quad (23)$$

Pentru ca V_i să fie real sînt necesare şi suficiente condiţiile:

$$\left.\begin{aligned} &\lambda_i - 1 > 0; \\ &3\,b_3^*(\lambda_i-1)^2 + 20\,b_5^*(\lambda_i-1)^3 + \\ &+ 20\,b_5^*(\lambda_i-1)\lambda_i^2 k^2 - 9\,b_3^{*2}\lambda_i^2 k^2 \geqslant 0. \end{aligned}\right\} \quad (24)$$

Introducînd în (24) expresiile lui k şi λ_i date de (9) şi (18), rezultă:

$$\omega > \frac{1}{\sqrt{L_i C}} \quad (25)$$

şi

$$R \geqslant \left| \frac{1}{\left(\omega C - \frac{1}{\omega L_i}\right)\sqrt{\frac{3b_3^{*2} + 20b_5^*(\omega^2 L_i C - 1)}{9b_3^{*2} - 20b_5^*(\omega^2 L_i C - 1)}}} \right|, \quad (26)$$

unde L_i reprezintă valoarea inductivităţii bobinei neliniare în punctele în care funcţia $V(\lambda)$ admite tangente verticale.

In unele aplicaţii practice ale ferorezonanţei este util ca prin variaţia inductivităţii să se realizeze atît saltul de la curentul slab la curentul tare, cît şi invers; deci sînt necesare cel puţin două puncte (V_i, λ_i) cu tangente verticale. De aceea în aceste situaţii semnul (=) din (26) trebuie exclus, întrucît aşa cum rezultă din (23) şi (24) s-ar obţine numai o singură valoare V_i, pentru care curba $V(\lambda)$ admite o tangentă verticală.

Pe baza rezultatelor obţinute, în figura 4 s-a trasat graficul variaţiei amplitudinii V, proporţională cu căderea de tensiune U_L de la bornele bobinei în funcţie de parametrul λ, proporţional cu inductivitatea L.

Pentru valori ale lui λ cuprinse între $\lambda = 0$ şi $\lambda = \lambda_{i1}$, circuitul ferorezonant este capacitiv şi amplitudinea V ia valori negative cuprinse între $V = 0$ şi $V = -\frac{1}{k}$.

În figura 4 au sens fizic numai punctele cuprinse pe porţiunile de curbă desenate cu linie plină.

Pentru circuitul ferorezonant din figura 2b, se poate trasa şi variaţia căderii de tensiune U_c de pe condensator, la variaţia parametrului λ, pe baza ecuaţiei $U_C(\lambda) = U - U_L(\lambda)$,

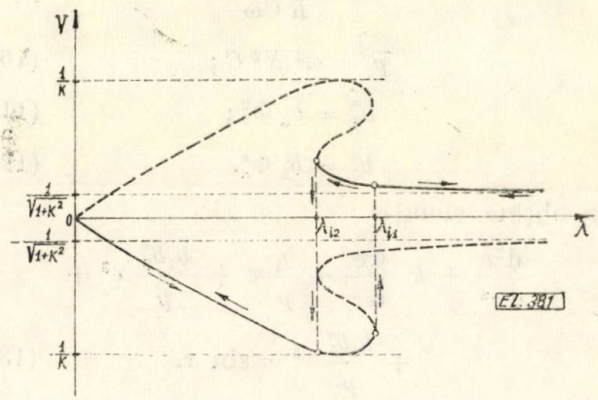


Fig. 4

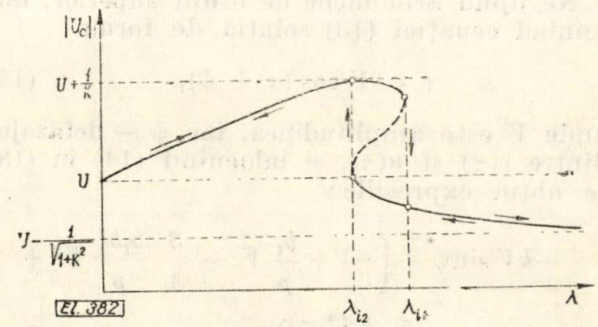


Fig. 5

unde U = constant este valoarea efectivă a tensiunii aplicate la bornele circuitului. Din graficul $|U_c(\lambda)|$, reprezentat în figura 5, se constată că saltul tensiunii de pe condensator este mai mare decît cel al căderii de

tensiune pe bobină (cînd R este suficient de mare).

Respectînd condiţiile (25) şi 26), se poate efectua proiectarea circuitului ferorezonant funcţie de necesităţi, valoarea lui L_i determinîndu-se pe baza unor calcule numerice din (18) şi (23).

Pentru aplicaţiile circuitului ferorezonant serie din figura 2a, condiţiile pentru R şi ω din (25) şi (26) se transformă în condiţii pentru R_0 şi ω, folosind expresiile (1) şi (2).

Într-adevăr, notînd membrul al doilea al inegalităţii (26) cu A şi folosind expresia (1), se obţine inecuaţia:

$$R_0^2 - AR_0 + \frac{1}{C_0^2\,\omega^2} \geqslant 0. \qquad (27)$$

Deoarece este evident că $A^2 - \frac{4}{C_0^2\,\omega^2} > 0$, valorile lui R_0 pentru care este satisfăcută inecuaţia (27) vor fi cuprinse în intervalul $(R_{01},\ R_{02})$, în care:

$$R_{01},\ R_{02} = \frac{A \pm \sqrt{A^2 - \frac{4}{C_0^2\,\omega^2}}}{2}. \qquad (28)$$

Rezultate experimentale

Studiul experimental al circuitului ferorezonant serie s-a efectuat cu montajul din figura 6, în care:

- L este inductivitatea bobinei avînd $N = 950$ spire realizate pe un miez toroidal de ultraperm Z, avînd dimensiunile de $65 \times 50 \times 10$ mm, grosimea tolei fiind de 0,05 mm;
- C — baterie de condensatoare liniare;
- R_0 — rezistor în decade;
- AT — autotransformator cu cursor, alimentat la 220V, 50Hz.

Modificarea valorii inductivităţii L s-a realizat prin introducerea bobinei cu miez în

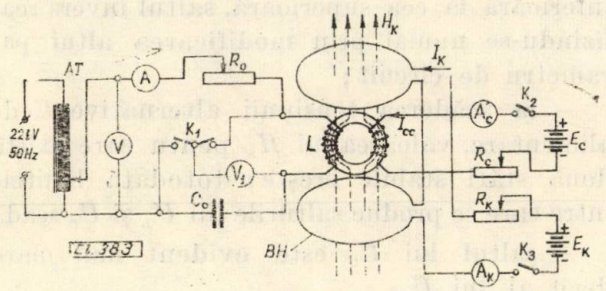


Fig. 6

cîmpul magnetic continuu H_K produs de bobinele Helmholtz BH, sau în cîmpul unui magnet permanent.

Intensitatea H_K a cîmpului a fost reglată prin modificarea curentului continuu I_K din bobinele Helmholtz, sau prin deplasarea magnetului permanent în raport cu miezul bobinei.

În figura 7 sînt date curbele de magnetizare a miezului, trasate în următoarele ca-

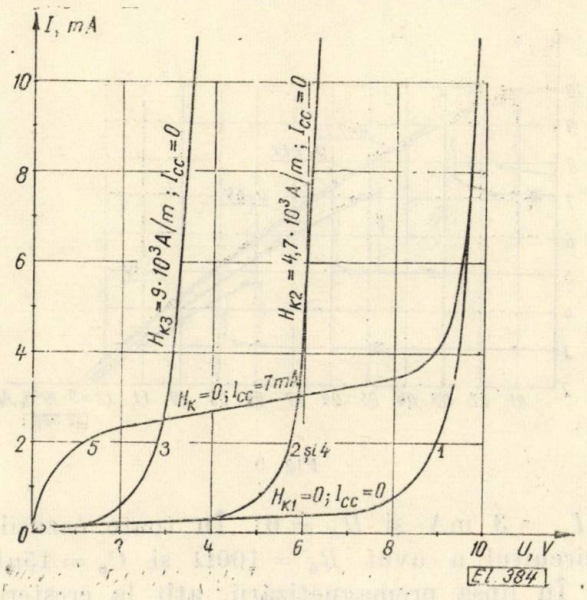


Fig. 7

zuri: curba *1* — fără premagnetizare ($H_{K1}=0$ şi $I_{cc}=0$); curbele *2* şi *3* — în cîmp continuu constant ($H_{K3} > H_{K2}$ şi $I_{cc}=0$); curba *4* — cu premagnetizare cu un magnet permanent; curba *5* — cu premagnetizare în curent continuu, folosind o înfăşurare dis-

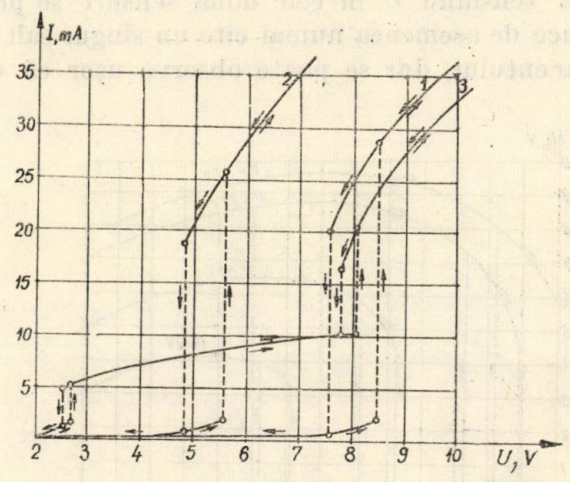


Fig. 8

tinctă dispusă pe miez, străbătută de $I_{cc}=7$mA (la $H_K=0$).

În figura 8 sînt reprezentate curbele $I(U)$ pentru următoarele cazuri: curba *1* — fără

premagnetizare ($H_K = 0$; $I_{cc} = 0$); curba *2* — cînd miezul este introdus în cîmpul continuu al bobinelor Helmholtz, de intensitate $H_K = 4{,}7 \cdot 10^3 \frac{A}{m}$; curba *3* — cînd miezul este premagnetizat cu curent continuu

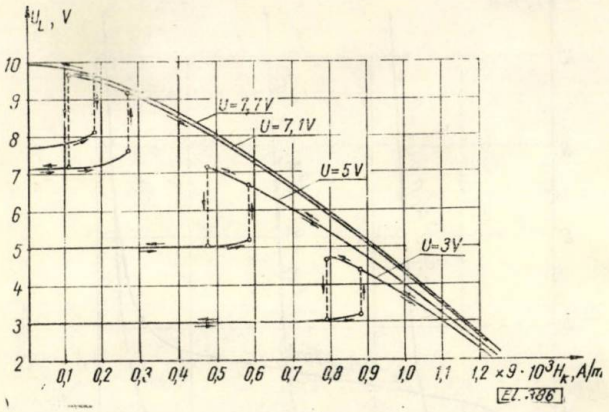


Fig. 9

($I_{cc} = 3$ mA şi $H_K = 0$). În toate cazurile, circuitul a avut $R_0 = 100\Omega$ şi $C_0 = 15\mu F$.

În lipsa premagnetizării, atît la creşterea tensiunii U de alimentare, cît şi la scăderea ei, se produce un singur salt al curentului.

În al doilea caz, cînd miezul feromagnetic se introduce în cîmpul continuu al bobinelor BH de intensitate $H_K = 4{,}7 \cdot 10^3 \frac{A}{m}$, la variaţia tensiunii U în cele două sensuri se produce de asemenea numai cîte un singur salt al curentului, dar se poate observa uşor că cu

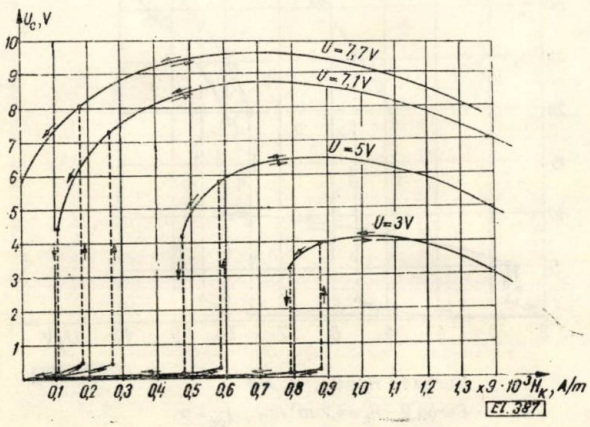


Fig. 10

cît intensitatea H_K este mai mare, valoarea tensiunii U pentru care se produce saltul se micşorează, iar limitele între care se produce saltul curentului scad.

La premagnetizarea cu curent continuu ($I_{cc} = 3$mA), spre deosebire de cazul cînd $H_K > 0$ şi $I_{cc} = 0$, la creşterea şi descreşterea tensiunii U au loc două salturi ale curentului, limitele acestor salturi fiind însă mai mici decît în cazurile anterioare.

Pentru diverse valori ale tensiunii de alimentare, în figurile 9 şi 10 sînt reprezentate variaţiile căderilor de tensiune U_L şi U_C funcţie de intensitatea cîmpului H_K prin care se reglează inductivitatea L a bobinei neliniare.

Analiza acestor curbe confirmă următoarele concluzii ce rezultă din expunerea teoretică :

— pentru o anumită valoare a tensiunii U, apropiată de tensiunea de saturaţie a bobinei nepremagnetizate (curba *1* din fig. 3), prin variaţia lui H_K nu se poate realiza decît

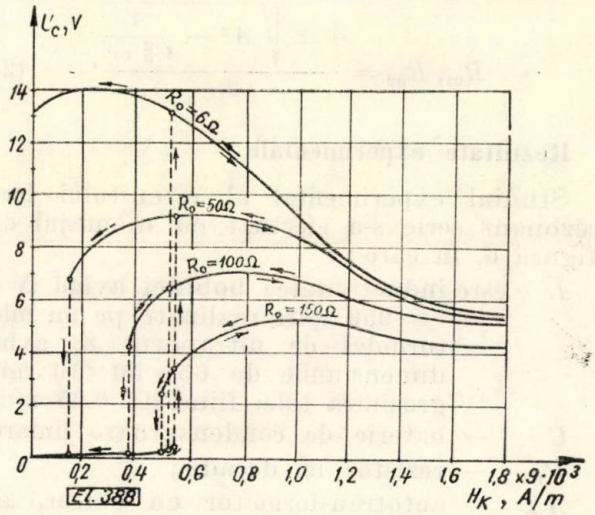


Fig. 11

trecerea prin salt a lui U_L şi U_C de la valoarea inferioară la cea superioară, saltul invers realizîndu-se numai prin modificarea altui parametru de circuit;

— la scăderea tensiunii alternative U de alimentare, valoarea lui H_K pentu care există două stări stabile creşte; totodată limitele între care se produc salturile lui U_L şi U_C scad;

— saltul lui U_C este evident mai mare decît al lui U_L.

Curbele din figura 11 reprezintă variaţia lui U_C funcţie de H_K pentru diferite valori ale rezistenţei R_0, circuitul ferorezonant fiind alimentat la tensiunea $U = 5{,}3$ V.

O succintă analiză a acestor curbe arată că se poate realiza comanda saltului lui U_c, atît într-un sens cît și în celălalt, prin variația cîmpului H_K, numai cînd rezistența R_0 aparține intervalului (R_{01}, R_{02}). Limitele intervalului (R_{01}, R_{02}) depind de valoarea tensiunii U de alimentare. Pentru $U = 5{,}3$ V, $R_{01} = 50\Omega$ și $R_{02} = 180\ \Omega$. Cînd rezistența $R_0 > R_{01}$, saltul tensiunii U_C se produce numai la creșterea lui H_K, iar cînd $R_0 > R_{02}$ nu se mai poate comanda deloc variația prin salt a lui U_C. Se mai poate observa că în cadrul intervalului (R_{01}, R_{02}), dacă R_0 se apropie de R_{02}, limitele de salt ale lui U_c scad.

Toate aceste concluzii sînt în deplină concordanță cu calculele efectuate pe baza relațiilor (25) și (28).

Concluzii

Se studiază teoretic și experimental comportarea circuitului ferorezonant serie la variația inductivității neliniare L prin premagnetizare cu un cîmp magnetic continuu, exterior.

Se scot în evidență unele particularități ale circuitului ferorezonant serie cu bobina premagnetizată într-un cîmp magnetic continuu, exterior, în raport cu același circuit, dar cu premagnetizarea realizată de o bobină de comandă alimentată cu curent continuu.

La premagnetizarea bobinei cu cîmp magnetic continuu, exterior $(H_K > 0\,;\, I_{cc} = 0)$, se obține un singur salt al curentului, pe cînd la premagnetizarea cu o bobină de comandă amplasată pe miez $(I_{cc} > 0$ și $H_K = 0)$ se produc două salturi de curent.

Valoarea intensității H_K a cîmpului magnetic continuu, exterior necesar penrtu a comanda un circuit ferorezonant serie depinde de valoarea tensiunii de alimentare a circuitului.

Pentru ca un circuit ferorezonant serie să poată fi comandat cu un cîmp magnetic continuu, exterior (de exemplu, cu ajutorul unui magnet permanent), valoarea rezistenței circuitului trebuie să fie cuprinsă într-un interval precis determinat.

Funcție de valoarea tensiunii de alimentare sau a rezistenței R_0 a circuitului, prin modificarea cîmpului H_K, respectiv a inductivității L, după necesități se pot obține diverse limite ale salturilor căderilor de tensiune U_L și U_C.

Calculele efectuate în lucrare pot sta la baza proiectării circuitelor ferorezonante necesare în diverse aplicații practice, ca : relee ferorezonante fără contacte, traductoare ferorezonante etc.

Bibliografie

[1] *Haiași, T.* Nelineinie kolebania v fiziceskih sistemah. Moscova, Izdatelstvo Mir, 1968.

[2] *Lüder, Ernst.* Ein kontaktloser Schalter mit Hilfe des Ferroresonzankreises. In : ETZ-A, vol. 90, nr. 7, 1969.

[3] *Popescu, I.* și *Simion, Al.* Unele aspecte ale rezonanței în circuitele electrice neliniare serie. In : Electrotehnica, 17, Nr. 5, 1969.

[4] *Rozenblat, M. A.* Magnitnie elementî avtomatiki i vicislitelnoi tehniki. Moscova, Izdatelstvo Nauka, 1966.

[5] *Rouelle, E.* Contribution à l'étude expérimentale de la ferrorésonance. In : R.G.E., T. XXXVI, nov-dec 1934.

[6] *Simion Emil.* Contribuții teoretice și experimentale la studiul comportării circuitelor dublu ferorezonante la variația parametrilor. Teză de doctorat. Institutul politehnic, Iași, 1968.

[7] *Simbotin, C.* și *Tanasiciuc, Cl.* Comutația statică în automatică și telemecanică. București, Editura tehnică, 1965.

Intrat în redacție la 30. V. 1970

Evoluția magneților permanenți în ultimele două decenii

SUREN CEDIGHIAN * — București

CZ 621.318.3.002

1. Generalități

1.1. Magneții permanenți se produc din materiale magnetice dure, caracterizate prin ciclu histerizis lat. Dacă pînă nu de mult cîmpul coercitiv era criteriu pentru deosebirea materialelor magnetice dure de cele moi, acest lucru nu mai poate fi valabil astăzi cînd se produc magneți permanenți cu cîmp coercitiv de 800 A/m cîmp, întîlnit și la unele materiale magnetice moi. Definiția pentru separarea celor două grupe de materiale ar trebui formulată în funcție de reținerea magnetismului după magnetizare; astfel materialele magnetic dure rețin un magnetism remanent apreciabil, cît timp cele moi îl pierd în întregimea sau în bună parte.

După apariția magneților permanenți Alni și Alnico, scurt timp după al doilea război mondial, producția de magneți s-a rezumat practic numai la aceste aliaje, ele avînd caracteristici magnetice superioare în comparație cu orice magnet din alt aliaj sau oțel. În tabela 1 sînt date caracteristicile unor aliaje

Tabela 1

Caracteristicile magnetice ale unor aliaje clasice Alni și Alnico

Denumirea	Inducția remanentă B_r, T	Cîmpul coercitiv H_c, kA/m	Cifra de calitate $(BH)_{max}$ 10^4 J/m³
Alni 22	0,63...0,7	20 ...24,0	0,56...0,64
Alni 25	0,52...0,60	34,5...400	0,72...0,84
Alni 28	0,50...0,60	35,0...440	0,8 ...0,96
Alnico 12	0,64...0,72	38,5...434	1,08...1,2
Alnico 15	0,70...0,85	44,0...49,5	1,28...1,55
Alnico 24	1,15...1,25	40,0...44,0	3,05...3,20

Alni și Alnico, considerate astăzi clasice, iar în tabela 2 sînt indicate compozițiile chimice.

Magneții din Alni (adică fără conținut de cobalt) s-au folosit din ce în ce mai puțin cedînd locul lor aliajelor cu cobalt (Alnico). Noi considerăm însă că în multe cazuri, unde nu se cer performanțe deosebite, magneții din Alni sînt indicați, avînd și avantajul unui tratament termic mai simplu, care uneori poate fi eliminat, răcind magneții cu o viteză critică după turnare. În linii generale trebuie menționat că pentru magneți de dimensiuni mici și inducții remanente mari se aleg aliaje cu conținut de nichel redus, cum ar fi de exemplu Alni 22, iar pentru magneți cu secțiuni mari se preferă un conținut de nichel ridicat (Alni 28), inducția remanentă este în acest caz mai scăzută.

Dintre aliajele cu conținut de cobalt, Alnico 12 și Alnico 15 sînt mai rar folosite, deși și ele prezintă avantaje atît la turnarea magneților cu secțiune mică cît și cu secțiune mare. Alnico 12 tratat în cîmp magnetic are caracteristici magnetice ceva mai bune, obținînd o anizotropie relativ slabă. Alnico 15, tratat în cîmp magnetic capătă o anizotropie mai pronunțată, cu caracteristici sensibil îmbunătățite.

Un progres mare a însemnat descoperirea aliajului Alnico 24 care a devenit un aliaj standard, cunoscut sub diferite denumiri comerciale ca: Ticonal, Alnico 24, Alnico V, Magnico, Alnico 400, Oerstit 400, Koerzit 400, Alcomax IV, Ugimax etc. Acest aliaj are o compoziție optimă, folosită și astăzi, îmbunătățirea caracteristicilor magnetice fiind obținută prin tehnologii avansate. Caracteristicile optime se obțin după tratamentul termomagnetic și revenire. Tratamentul în cîmp magnetic, de minimum 240 kA/m, (3000 Oe), se face încălzind magneții la 1250—1350°C și răcindu-i cu o viteză critică (0,8—1,2°C/s). Depășirea limitelor duce la degradarea magnetului, ceea ce constituie un dezavantaj pentru că atît pentru magneții cu secțiune mare cît și pentru cei cu secțiune mică asigurarea vitezei de răcire, în limitele arătate, este dificilă sau chiar imposibilă, magneții cu secțiune mică răcindu-se rapid cei cu secțiune mare prea încet. Dacă pentru magneții de dimensiuni reduse se pot lua unele măsuri pentru că răcirea să fie în limitele indicate pentru cei cu secțiune mare problema este mai dificilă; din cele arătate rezultă că pentru carcteristici magnetice optime sîntem legați și de anumite dimensiuni fizice. De asemenea și forma magnetului este importantă, anizotropia optimă obținîndu-se la magneți sub formă de bară dreptunghiulară sau cilindrică. Tratarea magneților cu forme complicate sau cu mai mulți poli decît doi, este complicată și nu duce la rezultate optime. După tratamentul termomagnetic urmează o revenire de mai multe ore la 600°C sau o revenire fracționată, începînd de la o temperatură mai înaltă, de exemplu 650° timp de o oră și apoi mai multe ore la 550°C.

Cu acest aliaj, Alnico 24, cu o energie de aproximativ $3{,}2 \cdot 10^4$ J/m³ (4 MGsOe) deși

* Dr. ing. *S. Cedighian* este șeful Turnătoriei de magneți la Uzina Electromagnetica.

conţinea mai mult cobalt decît alte aliaje Alnico, magneţii reveneau mai ieftini dacă se ţinea seama de energia magnetică. Pe de altă parte şi gabaritul circuitelor magnetice se micşora, ceea ce constituia alt avantaj. Aşa se explică că aliajul Alnico 24 a fost produs pe bază de licenţe (patentul aparţinînd Uzinelor Philips) în întreaga lume, devenind aliajul cel mai des folosit. Aceasta era situaţia acum aproximativ două decenii, dacă nu ţinem seamă de unele aliaje rar folosite ca, Cunife, Cunico, Vicalloy etc.

2. Evoluţia după 1960

2. *1. Aliaje cu cristale dirijate.* Structura magneţilor turnaţi în forme clasice sau de precizie, cu răcire normală, nu este uniformă pe întreaga secţiune; ea depinde de volumul şi secţiunea magnetului, precum şi de viteza de extragere a căldurii după turnare. Orientările cristalelor diferă de-a lungul secţiunii, din care cauză caracteristicile magnetice nu sînt optime. La o orientare favorabilă a cristalelor, caracteristicile magnetice se îmbunătăţesc, fără a fi nevoie de o modificare a compoziţiei chimice, ceea ce înseamnă economie de materie primă şi circuit magnetic cu gabarit redus. Dirijarea cristalelor nu este însă uşor de realizat, în special atunci cînd se cere o orientare optimă; ea este şi costisitoare. Cu o orientare parţială a cristalelor se pot obţine totuşi rezultate destul de bune şi de aceea astfel de magneţi se produc astăzi pe scară largă. Pentru identificarea faptului că se referă la un aliaj cu cristale dirijate compoziţia magnetului rămînînd neschimbată se adaugă după denumirea aliajului prescurtarea cuvintelor, de exemplu semicolumnar, *s.c.* sau columnar *c*, sau *D* de la dirijat etc. Astfel Alnico 24 s.c. este aliajul alnico 24 cu cristale semicolumnare.

Atît magneţii cu cristale columnare cît şi cei cu cristale semicolumnare sînt supuşi tratamentelor termice în cîmp magnetic pentru obţinerea anziotropiei, cît şi de revenirea, în condiţiile arătate pentru aliajul Alnico 24.

Pentru obţinerea magneţilor cu cristale dirijate trebuie asigurată o răcire neuniformă după turnare. În figura 1 este schiţat un dispozitiv relativ simplu, compus dintr-o placă răcită cu apă, pe care se aşază forma de turnare, confecţionată din silimanit, magnezită, sau alt material refractar, rezistent la temperaturi înalte. Procedeul este următorul: după calcinarea formelor de turnare la temperaturi cuprinse între 800 şi 1200°C ele se aşază pe placa răcită cu apă, turnînd şarja în ele la o temperatură foarte înaltă 1650—1680°C) şi acoperind suprafaţa magneţilor cu un strat din şarjă pentru menţinerea unei temperaturi ridicate. Formele se acoperă cu material refractar, care asigură o răcire lentă a materialului turnat. La turnarea şarjei temperatura formelor creşte şi menţine un timp starea lichidă, iar partea de jos, în contact cu placa răcită, se solidifică rapid, obţinînd astfel de-a lungul magnetului structuri diferite, implicit

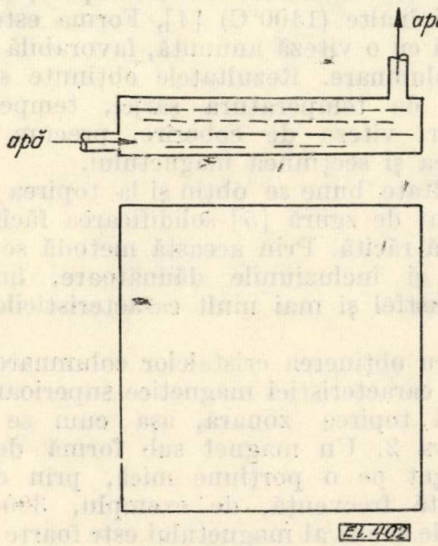


Fig. 1. Dispozitiv cu răcire pe care se aşază formele de turnare.

deci şi caracteristici magnetice variate [1], [2]. Magneţii se toarnă la anumite lungimi, de exemplu 100 mm şi apoi se secţionează. Caracteristicile magnetice diferă de la o secţiune

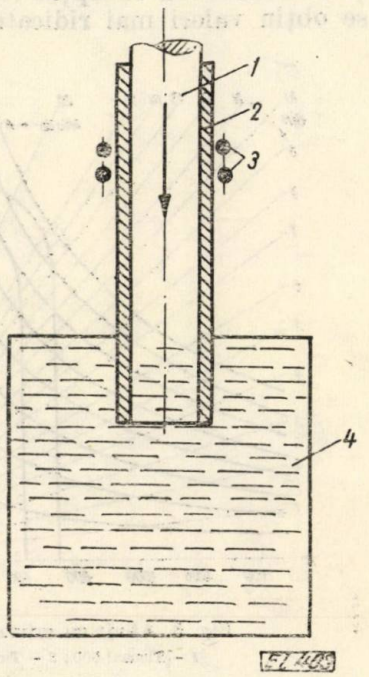


Fig. 2. Prezentarea schematică a topirii zonare:
1 – magnet; *2* – tub refractar; *3* – bobina de inducţie; *4* – vas cu apă

la alta şi trebuie sortate, fiecare secţiune avînd structură mai mult sau mai puţin columnară. Secţiunea care are orientarea defavorabilă se rebutează fiind retopită, ca şi placa de acoperire pentru menţinerea căldurii.

O altă metodă folosește un amestec inflamabil, care la turnarea șarjei se aprinde și încălzește forma [3]. Răcirea se face de asemenea pe o placă de răcire, care a fost descrisă.

Uneori formele de turnare sînt menținute la cald fiind introduse într-un cuptor, la temperaturi înalte (1400°C) [4], Forma este apoi coborîtă cu o viteză anumită, favorabilă structurii columnare. Rezultatele obținute sînt în funcție de temperatura șarjei, temperatura formelor, viteza de coborîre, precum și de lungimea și secțiunea magnetului.

Rezultate bune se obțin și la topirea cu arc sub strat de zgură [5] solidificarea făcîndu-se pe placă răcită. Prin această metodă se reduc parțial și incluziunile dăunătoare, îmbunătățind astfel și mai mult caracteristicile magnetice.

Pentru obținerea cristalelor columnare, care asigură caracteristici magnetice superioare este indicată topirea zonară, așa cum se arată în figura 2. Un magnet sub formă de bară este topit pe o porțiune mică, prin curenți de înaltă frecvență, de exemplu, 300 kHz. Viteza de avans al magnetului este foarte mică; răcirea se face în bazinul de apă [6], [7]. Productivitatea fiind mică prețul de revenire al magnetului este ridicat și de aceea această metodă nu este favorabilă pentru fabricație în serii mari.

Caracteristicile magnetice, prin metodele indicate, variază între 4,4 și 5, 6, 10^4 J/m³ (5,5 și 7 MGsOe) cu excepția topirii zonare la care se obțin valori mai ridicate.

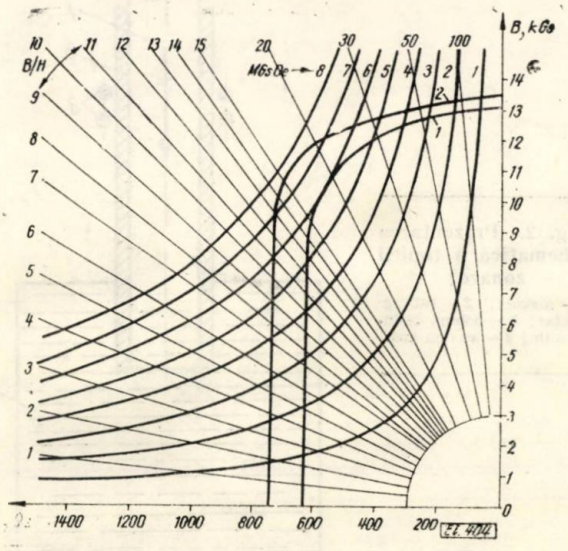


Fig. 3. Aliaje cu cristale dirijate:
1 – Ticonal 600; *2* – Ticonal 750.

În figura 3 sînt trasate două curbe de demagnetizare pentru Ticonal 750 și Ticonal 600 avînd aceeași compoziție ca Alnico. 24. Curbele sînt trasate pentru valori maxime, cele garantate fiind de 4,4 . 10^4 J/m³ (5,5 MGsOe) pentru Ticonal 600 și 6,6 . 10^4 J/m³ (7 MGsOe) pentru Ticonal 750, condiționat însă de forma și dimensiunile magneților. În standardele oficiale valorile garantate sînt mai mici. Pentru magneți cu secțiuni mari sau secțiuni mici se garantează valori mai reduse.

2.2. Aliaje Alnico cu mici adaosuri. Cercetările pentru obținerea unor caracteristici magnetice superioare au dus la rezultate interesante, demonstrînd că o serie de elemente, considerate ca dăunătoare, adăugate în fracțiuni de procente pot da performanțe foarte bune, dacă magneții se supun unor tratamente termice adecvate [8], [9], [10]. Impuritățile adăugate pot fi C,S,Se, Mn. Trebuie menționat că în mod normal conținutul de carbon, la orice aliaj Alni Alnico, trebuie să fie mai mic decît 0,03 %. În cazul de față el poate atinge pînă la 0,2 %. La aliajul cu compoziția corespunzătoare lui Alnico 24, cu un mic adaos de C sau S, Se aplicînd un tratament termic în două etape. (Încălzire la 1000 — 1050°C și ridicare rapidă la 1260 — 1310°C) se pot obține, în condiții optime, după tratamentul în cîmp magnetic și revenire, următoarele valori:
B_r = 1,39—1,41 T (13 900 ... 14 100 *Gs*) H_c = = 66 ... 75 kA/m³(830 ... 865 Oe); $(BH)_{max}$ = = 7,85 ... 8 . 10^4 (9,8 ... 10,1 MGsOe).

Este interesant de notat că la aliajul corespunzător lui Alnico 24, se pot obține:

a) la magnetul omogenizat, răcit în aer și revenit, 1,6 . 10^4 J/m³ (2 MGsOe);

b) la magnetul răcit în cîmpul magnetic și revenit, 3,2 . 10^4 J/m³ (4 MGsOe);

c) la magnetul semicolumnar, tratat ca la b, 4,4—6 . 10^4 J/m³, (5,5 .. 7,5 MGsOe);

d) la magnetul columnar, tratat ca la b, 5,6 ... 6,4 . 10^4J/m³, (7 ... 8 — MGOe);

e) la magnet cu adaos de C, sau S, Se și tratat ca la b, 7,2 ... 8 . 10^2 J/m³ (9 ... 10 MGsOe).

3. Aliaje Alnico cu cîmp coercitiv mare

3.1. Deseori se cer magneți cu cîmp coercitiv mare și cercetările din ultima vreme, în special din ultimii ani, s-au îndreptat spre obținerea unor cîmpuri coercitive mari la aliajele existente sau la aliaje noi. Aliajele cu cîmp coercitiv mare permit proiectarea unor circuite magnetice compacte, care sînt indicate pentru miniaturizare și prezintă avantajul unei stabilități mărite față de cîmpuri străine; pierderile reversibile și ireversibile sînt mai reduse la magneții cu cîmp coercitiv mare decît la magneții cu cîmp coercitiv mic. Dacă la aliajul clasic Alnico 24, cu compoziția clasică cunoscută, s-a putut obține o mărire a cîmpului coercitiv, ea nu a fost suficient de mare pentru a satisface cerințele moderne. Titanul fiind un element care ajută la mărirea cîmpului coercitiv s-a făcut uz de acest element,

care prezintă însă dezavantaje: reduce inducția remanentă și este contraindicată la obținerea cristalelor dirijate. Inducția de saturație și cea remanentă pot fi mărite însă prin mărirea conținutului de cobalt. Aliajele cu conținut mărit de cobalt și titan sînt fragile și trebuie luate anumite măsuri pentru evitarea sau reducerea fisurilor la răcirea magneților după turnare, micșorînd viteza de răcire a magneților turnați. Mai degrabă este recomandabil ca astfel de aliaje să fie produse pe calea sintetizării din pulberile elementelor componente, aluminiu fiind introdus din pulberea unui prealiaj de fier-aluminiu. Deși la magneții sinterizați inducția remanentă este mai mică (aproximativ cu 5 ... 10%), cîmpul coercitiv este la fel de mare ca la magneții turnați, iar rebuturile sînt relativ foarte mici. Caracteristic pentru magneții cu cîmp coercitiv mare este inducția remanentă mai mică, chiar cu adaosul mărit de cobalt.

Tehnologia de elaborare a magneților cu cîmp coercitiv mare este mai complicată și la tratamentele termice, la care temperaturile trebuie respectate cu mare strictețe, riscînd altfel degradarea magneților. Aceste tratamente sînt în funcție de compoziția chimică a aliajului folosit. Compoziția chimică specifică pentru aceste aliaje este: 30—34% Co; 15% Ni; 7% Al; 4—5% Cu; 5% Ti; restul Fe. Dacă cu astfel de aliaje s-a obținut, nu de mult, o energie magnetică de $2{,}4—2{,}6 \cdot 10^4$ J/m³, astăzi cu o tehnologie avansată se pot obține pînă la $4 \cdot 10^4$ J/m³. Un aliaj cu compoziția: 34% Co; 15% Ni; 7% Al; 4% Cu; 5% Ti; restul Fe, denumit Alnico 34, sau Ticonal 1500 [11], Koerzit 450 (Krupp), Oerstit 450 (DEW), are următoarele caracteristici magnetice: inducția remanentă, $B_r = 0{,}85$ T (8500 Gs); cîmpul coercitiv, $H_c = 120$ kA/m (1520 Oe); energia magnetică $(BH)_{max} = 4 \cdot 10^4$ J/m³ (5 MGsOe).

Punctul optim de funcționare este situat la: inducția optimă, $B_0 = 0{,}53$ T (5300 Gs); cîmpul optim, $H_0 = 77{,}5$ kA/m (970 Oe).

Tratamentul termic care asigură performanțele indicate constă în omogenizarea magneților la 1250° C cu răcire rapidă, apoi încălzire la 800°C și tratare izotermă în cîmp magnetic, urmată de o revenire de lungă durată, mai multe ore la 650°C și 24 ore la 550°C. Cîmpul coercitiv crește cu durata revenirii în detrimentul inducției remanente.

Dacă se mărește atît conținutul de cobalt cît și cel de titan, la un aliaj cu compoziția: 38% Co; 15% Ni; 7,5% Al; 3% Cu; 8% Ti; restul Fe, denumit Ticonul 2000 [11], [12] sau Alnico 38, Sermalloy A_1 KVS 55 (Krupp) se pot obține următoarele valori magnetice: inducția remanentă, $B_r = 0{,}74$ T (7400 Gs); cîmpul coercitiv, $H_c = 168$ kA/m (2100 Oe); energie magnetică, $(BH)_{max} = 4{,}8 \cdot 10^4$ J/m³ (6MGsOe). Valorile indicate de către firmele care produc acest aliaj, variază în limitele: $B_r = 0{,}74$ T — 0,82 T (7400—8200 Gs); $H_c = 152 — 175$ kA/m, 1900 — 2200 Oe; $(BH)_{max} = 40 \cdot 10^4$ J/m³ (5,0 — 6 MGsOe).

Aliajul Ticonal 2000 are cea mai mare valoare a cîmpului coercitiv dintre toate aliajele Alnico cunoscute pînă astăzi, atingînd limita de jos a valorilor cîmpului coercitiv ale feritelor, este însă net superior feritelor, avînd inducția remanentă și cifra de calitate mai mare, în plus o stabilitate termică de aproximativ zece ori mai mare decît feritele. Dezavantajul constă în prețul ridicat datorit materiilor prime deficitare și scumpe, fragilității mari, precum și tratamentelor termice complicate, similare aliajului Ticonal 1500; la acest aliaj temperaturile de tratare trebuie menținute cu mai multă precizie, astfel materialul se degradează. Cîmpul magnetic pentru tratamentul termomagnetic trebuie să fie, ca și la aliajul Ticonal 1500 suficient de puternic, 400 kA/m (5000 Oe) sau chiar mai mare. Aliajul Ticonal 2000 nu se produce încă în fabricație de serie. În figura 4 sînt trasate curbele de magnetizare pentru Ticonal 1500 și F Ticonal 2000.

3.2. Aliajele cu cîmp și energie mare cu compoziția 34% Co; 14,5% Ni; 7,5% Al; ; 4,5% Cu 5% Ti, rest Fe, deci cu compoziția aliajului Ticonal 1500, elaborat din elemente extrapure, cu topire în argon și tratare termică corespunzătoare, Uzinele Philips au obținut cifra de calitate record cu $10{,}7 \cdot 10^4$ J/m³ (13,4

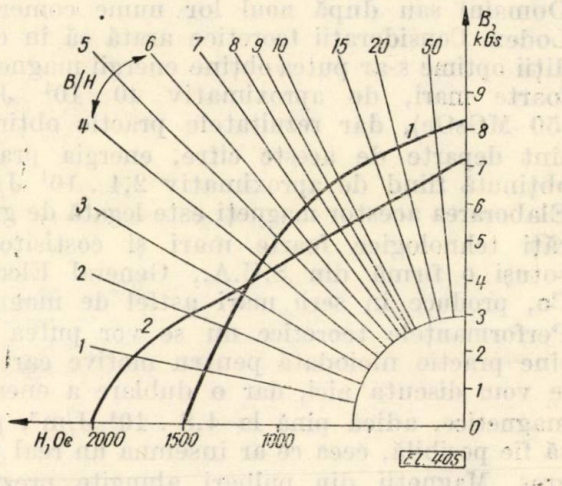


Fig. 4. Aliaje Alnico cu cîmp coercitiv mare:
1 — Ticonal 1500; *2* — Ticonal 2000.

MGsOe) [13]. Această cifră prezenta cea mai mare energie magnetică, pînă acum un an, la un magnet obținut în condiții de laborator. În fabricație de serie aliajul a căpătat denumirea Alnico 900, adică un indicativ

pentru o energie de (7,2 — 10^4 J/m^3), valorile practic obținute fiind cuprinse între 6 și 7,2 — 10^4 J/m^3. Obținerea acestor valori se condiționează însă numai pentru magneți de anumite dimensiuni mici și forme drepte. Indicativul de Ticonal 900 aparține firmei Philips; aliajul corespunzător apare la Krupp sub denumirea KVS 100.

Evoluția magneților din aliajele Alnico s-a oprit, pentru producția de serie, la energii de 5,6 . 10^4 J/m^3 (7 MGsOe) pentru aliajul corespunzător lui Alnico 24, cu o inducție remanentă de maximum 1,4 T (14 000 Gs) și cîmp coercitiv pînă la 64 kA/m (800 Oe). La aliajele cu conținut de titan și bogat aliate cu cobalt avînd cîmpuri coercitive de 120 kA/m (1500 Oe) și 160 kA/m (2000 Oe), energia maximă este de 5 . 10^4 J/m^3 (6 MGsOe). Pentru magneții de tipul Alnico 24 se vor atinge probabil în viitorul apropiat energii de 10 MGsOe la fabricații de serie.

Proprietățile magneților permanenți din aliajele Alni și Alnico se bazează pe anizotropia de formă.

4. Magneți din pulberi metalice alungite

4.1. Atunci cînd particulele au mărimea monodomeniilor, în lipsa pereților Bloch, apar cîmpuri coercitive mari. La magneții din pulberi de fier sau pulberi de fier-cobalt, se obțin caracteristici magnetice bune, cînd particulele au formă alungită, lungimea lor fiind de cîteva ori mai mare decît diametrul [14] (diametrul aproximativ 200 Å). Acești magneți au căpătat denumirea de ESD (Elongatet Single Domain) sau după noul lor nume comercial Lodex. Considerații teoretice arată că în condiții optime s-ar putea obține energii magnetice foarte mari, de aproximativ 40 . 10^4 J/m^3 (50 MGsOe), dar rezultatele practic obținute sînt departe de aceste cifre, energia practic obținută fiind de aproximativ 2,4 . 10^4 J/m^3. Elaborarea acestor magneți este legată de greutăți tehnologice foarte mari și costisitoare, totuși o firmă din S.U.A., General Electric Co, produce în serii mari astfel de magneți. Performanțele teoretice nu se vor putea obține practic niciodată pentru motive care nu le vom discuta aici, dar o dublare a energiei magnetice, adică pînă la 4,8 . 10^4 J/m^3, pare să fie posibilă, ceea ce ar însemna un real progres. Magneții din pulberi alungite prezintă următoarele avantaje:

— energie mare pe unitatea de volum;

— posibilitatea de producere a magneților cu forme complicate și de dimensiuni foarte reduse;

— structură omogenă, deci repartiție uniformă a fluxului;

— reproductibilitate bună a caracteristicilor magnetice;

— stabilitate bună la vibrații, cîmpuri străine și temperatură;

— folosirea integrală a materialului, elaborarea făcîndu-se prin presare.

Ca dezavantaj trebuie menționat tehnologia complicată costisitoare de fabricație.

5. Magneți oxidici din ferita de bariu

5.1. Dacă pentru magneții din oțeluri și diferite alte aliaje s-a folosit metoda empirică căutînd apoi explicațiile teoretice pentru rezultatele obținute, la magneții din ferite considerațiile teoretice au prezis caracteristicile viitorului produs, deschizînd drumul pentru linia de cercetare și experimentare. Considerațiile teoretice au fost confirmate de rezultatele practice și ne aflăm astăzi în faza cînd magneții din ferita de bariu și ferita de stronțiu au atins aproape limita teoretică prevăzută, adică valorile teoretice optime, cercetătorii fiind scutiți de a continua depunerea unor eforturi pentru obținerea unor rezultate mai bune. Realizarea acestor magneți poate fi considerată ca cea mai importantă cucerire din domeniul magneților permanenți comparabilă cu descoperirea aliajelor Alni și Alnico.

Magneții din ferita de bariu și de stronțiu se produc în mai multe variante, cum se poate vedea în tabela 2. Acești magneți se caracterizează prin cîmp coercitiv mare însă inducție remanentă mică. Cîmpul coercitiv este cuprins între 128 kA/m (1600 Oe) și 160 kA/m (2000 Oe) pentru magnetul izotrop și între 160 kA/m și 230 kA/m (2000 și 2900 Oe) la magnetul anizotrop, iar inducția remanentă maximă, la magnetul din ferita de stronțiu [15] atinge valori pînă 0,41 T (4100 Gs). Energia magnetică maximă este aproape de 3 . 10^4 J/m^3 (3,8 MGsOe), adică echivalentă cu acea a aliajului clasic Alnico 24. După cum rezultă din tabela indicată magneții din ferita de stronțiu au caracteristici superioare în comparație cu magneții din ferită de bariu.

Tabela 2

Compoziția chimică a aliajelor din tabela 1 (rest pînă la 100, Fe)

Compoziția / Denumirea	Al %	Ni %	Co %	Cu %	Ti %
Alni 22	11	21,5	—	0...4	—
Alni 25	13	24,5	—	3,5	—
Alni 28	10	28	—	5	0,5
Alnico 12	10	17	12,5	6	—
Alnico 15	9	17	15	6	—
Alnico 24	8	14	24	3	0...1

Cercetări efectuate acum cîțiva ani au dus la valori ale cîmpului coercitiv la magneții din

ferita de stronţiu, prin adaos de Al_2O_3 de 900 kA/m (11 300 Oe), la o inducţie remanentă de 0,18 T (1800 Gs). Era prima dată cînd se depăşea valoarea de 800 kA/m (10 000 Oe) [16]. Recent însă s-au obţinut la magneţi din compuşi cu pămînturi rare, valori mult mai mari pînă la 2300 kA/m (28 700 Oe).

Aici trebuie menţionaţi şi magneţii flexibili din ferite cu amestec de materiale plastice; ei au obţinut o răspîndire largă.

Magneţii din ferită de bariu sau ferită de stronţiu prezintă următoarele avantaje:

— nu conţin materii prime deficitare;
— au cîmp coercitiv mare;
— au stabilitate mare la cîmpuri străine, şocuri, vibraţii;
— au rezistivitate mare;
— preţ de revenire mic.

Ca dezavantaj trebuie menţionată variaţia fluxului magnetic în funcţie de temperatură, care este de aproximativ zece ori mai mare decît la magneţii Alnico.

Caracteristicile magnetice ale magneţilor oxidici se bazează pe anizotropia cristalină.

În figura 5 sînt trasate curbele de demagnetizare pentru magneţii din ferita de bariu şi ferita de stronţiu.

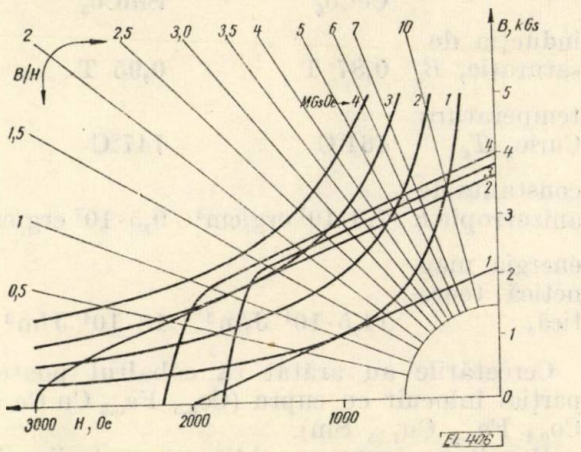


Fig. 5. Magneţi din ferită de bariu şi ferită de stronţiu: *1* — izotrop; *2* — anizotrop ferită de stronţiu 330; *3* — anizotrop ferit de bariu 300; *4* — anizotrop ferită de stronţiu 360.

6. Magneţi forjabili şi laminabili

6.1. Pentru magneţii de dimensiuni reduse, de exemplu ace de busole, sînt indicate aliajele forjabile şi laminabile. Din aceste aliaje, cele pe bază de Co—V—Fe, sau Co—V—Cr—Fe, cunoscute sub denumirea de Vicalloy (Vicalloy I şi Vicalloy II) sau Koerflex (după denumirea Krupp) au fost folosite pentru magneţi sub formă de benzi sau sîrme. Caracteristicile magnetice ale aliajelor Vicalloy sînt în funcţie de compoziţie, tratamente termice, în special însă de gradul de deformări plastice, care trebuie să fie foarte avansat spre a se obţine caracteristici magnetice bune. La cele două aliaje, cunoscute şi folosite mai de mult, s-a adăugat şi unul, denumit Koerflex 30, care are un cîmp coercitiv de ordinul a 24 A/m, în schimb inducţie remanentă mare 1,7—1,8 T (17 000 — 18 000 Gs). Recent s-a elaborat un alt aliaj, de asemenea pe bază de Co—V—Fe, cunoscut sub denumirea Remendur [17] cu cîmp coercitiv de la cîţiva oerstezi pînă la 60 oerstezi şi inducţie remanentă pînă la 2 T (20 000 Gs), cifră care în unele probe a fost chiar depăşită. În orice caz pentru un magnet permanent inducţia de 2 T (20 000 Gs) este cea mai mare valoare cunoscută pînă astăzi. Curba de demagnetizare are formă dreptunghiulară cu un raport B_r/B_s de 0,9. Ca şi la celelalte aliaje Vicalloy, caracteristicile magnetice sînt în primul rînd în funcţie de gradul de deformări plastice.

Tabela 3

Caracteristicile magnetice pentru magneţii din ferita de bariu şi ferita de stronţiu*

	B_r, T	H_c, kA/m	10^4 $(BH)_{max}$ J/m³
izotrop 100	0,19...0,23	128...160	0,64
anizotrop 300	0,34...0,38	154...200	2,16...2,56
anizotrop 300 R	0,35...0,40	128...160	2,24...2,8
anizotrop 330	0,34...0,39	224...256	2,4 ...2,72
anizotrop 360	0,37...0,41	160...232	2,64...3,04

* Aceşti magneţi sînt cunoscuţi sub diferite dimensiuni ca: Ferroxoduri, Koerox, Baferit, Oxit, Magnadur, Indox etc. cifra după denumire indică energia magnetică; cifrele 330,360 se referă la mgneţii din ferita de stronţiu.

Aliajul Remendur se elaborează în cuptor cu inducţie; barele turnate se forjează şi se lamineză şi după un tratament termic, care constă în răcirea rapidă, în apă îngheţată, de la 925°C materialul devine ductil şi poate fi trefilat sub formă de sîrmă subţire, fără ca să sufere caracteristicile magnetice. Ultimul tratament constă în revenirea materialului trefilat, timp de 2 ore la 600°C. Aplicaţiile acestui magnet sînt în telecomunicaţii în diferite dispozitive, unde se necesită magneţi permanenţi sub formă de sîrmă subţire, pentru a economisi spaţiu.

În figura 6 sînt trasate curbele de demagnetizare pentru Koerflex 30 şi Remendur.

7. Aliaje cu magnetostricţiune mică

7.1. Uneori se cere ca magnetul permanent să aibă o magnetostricţiune mică. Un aliaj cu compoziţia: 82% Co; 12% Fe; 6% Au asigură o magnetostricţiune redusă [18]. Acest aliaj se elaborează în cuptor de inducţie cu topire sub vid. Barele pot fi laminate la rece cu recoaceri intermediare 925°C. Tratamentul pentru recristalizare se face la 1050°C, iar revenirea după scop şi necesitate, în interva-

lul între 400 şi 1000°C. Aliajul capătă caracteristici magnetice bune după deformările plastice la rece. Cîmpul coercitiv este foarte mic, 800—1200 A/m, iar inducţia remanentă foarte mare 1,8 T (18 000 Gs). Curba de demagnetizare are o formă dreptunghiulară cu un raport B_r/B_s de 0,85. Magneţii din acest aliaj sînt indicaţi pentru dispozitive de memorie. Dazavantajul constă în preţul ridicat, datorit conţinutului de aur.

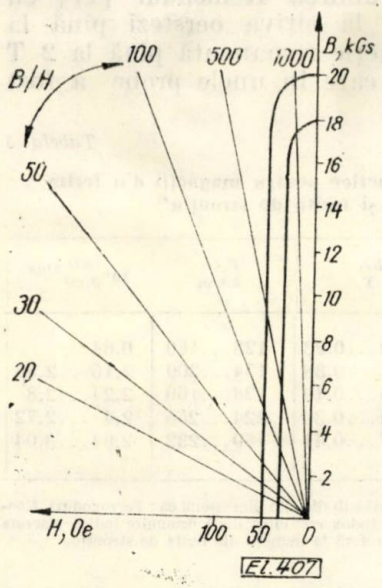


Fig. 6. Aliaje cu cîmp coercitiv mic şi inducţie remanentă mare:
1 – Koerflex 30; 2 – Remendur.

7.2. Aliajul pe bază de Co-Be. Şi acest aliaj pe bază de Co—Be cu compoziţia: 90% Co; 1% Be; rest Fe, are magnetostricţiune mică [19]. Cîmpul coercitiv este mic, de aproximativ 1,6 kA/m (20 Oe) şi creşte cu conţinutul de Be. Materialul poate fi trefilat la dimensiuni sub 1 mm diametru.

7.3. Aliaj pe bază de Co—Fe—Ti. La o compoziţie de: 85% Co; 12% Fe: 3% Ti, se obţine un aliaj cu caracter de magnet permanent şi cu magnetostricţiune mică, avînd curbă de demagnetizare dreptunghiulară. Caracteristicile magnetice depind de compoziţia chimică, de solicitările mecanice, deformări plastice şi de tratamentele termice [28].

8. Magneţi din pături subţiri

8.1. Materialele din pături subţiri obţinute prin depuneri au în general caracteristici de material magnetic moale. Cobaltul şi cromul pot contribui la mărirea cîmpului coercitiv. Cobaltul are o inducţie de saturaţie foarte mare 1,8 T(18 000 Gs) şi o anizotropie cristalină cu constanta de $K_1 = 4{,}5 \cdot 10^6$ erg/cm³. Prin depunere de straturi subţiri sub vid înaintat, cobaltul ca strat inferior şi cromul deasupra, se obţine un cîmp coercitiv mare, care conferă materialului caracter de material magnetic dur. La un strat de cobalt de 200 Å şi de crom de 150 Å, cîmpul coercitiv poate atinge valoarea de 48 kA/m (600 Oe) [21]. Inducţia de saturaţie este în funcţie de grosimea straturilor de colbalt şi crom. S-a elaborat şi o formulă empirică, care permite aprecierea inducţiei de saturaţie. Curba de demagnetizare are o formă aproape ideal dreptunghiulară cu un raport de B_r/B_s atingînd 0,95, uneori chiar mai mare. Aceste filme sînt indicate în anumite dispozitive numerice.

9. Magneţi din compuşi intermetalici

9.1. Tehnica modernă necesită din ce în ce mai mult magneţi cu cîmp coercitiv şi energie mare. Un magnet cu cîmp coercitiv şi energie mare are aliajul platin-cobalt, care însă este rar folosit din cauza preţului foarte ridicat al platinului. Consideraţii teoretice au venit încă o dată în ajutorul cercetătorilor, pentru a căuta soluţii prin folosirea pămînturilor rare. În ultimii 2 ani atenţia cercetătorilor din diferite ţări a fost concentrată asupra compuşilor intermetalici de tipul $ReCo_5$ unde Re înseamnă pămînt rar. Consideraţii teoretice au arătat valorile teoretice optime ce s-ar putea obţine şi anume [22]:

	$CeCo_5$	$SmCo_5$
inducţia de saturaţie, B_s	0,87 T	0,95 T
temperatura Curie, T_c	464°C	747°C
constanta de anizotropie K	$7{,}3 \cdot 10^7$ erg/cm³	$9{,}5 \cdot 10^7$ erg/cm³
energia magnetică teoretică,	$14{,}5 \cdot 10^4$ J/m³	$18 \cdot 10^4$ J/m³

Cercetările au arătat că cobaltul poate fi parţial înlocuit cu cupru ($Co_{3,5}$ $Fe_{0.5}$ Cu Ce sau $Co_{0.4}$ $Fe_{0.4}$ $Cu_{1.35}$ Sm).

Rezultate bune se obţin cu materii prime pure.

Dacă nu de mult s-au obţinut, cu compuşii intermetalici, caracteristici magnetice remarcabile, cu energii de aproximativ $4{,}8 \cdot 10^4$ J/m³ această valoare a fost recent mult depăşită, atingînd în cazuri optime, valori record de 14 şi chiar $16 \cdot 10^4$ J/m³, adică foarte aproape de limita teoretică calculată. Aceste energii sînt cele mai mari cunoscute pînă astăzi la un magnet permanent. Inducţia remanentă şi cîmpul coercitiv au, de asemenea, valori ridicate, cum se poate deduce din figura 7, curba de demagnetizare indicînd o energie de $16 \cdot 10^4$ J/m³. În comparaţie este trasată curba de demagnetizare pentru aliajul Platin-cobalt.

Magneţii din compuşi intermetalici se elaborează prin topire în vid şi răcire rapidă după tur-

nare. Produsul se macină în mori cu bile sau în mori vibrante la dimensiuni de ordinul monodomeniilor, pentru caracteristici optime, de ordinul a 10 μm, pulberea obţinută fiind presată cu 20 kbar, sub acţiunea unui cîmp magnetic, puternic, de cîteva zeci de mii de

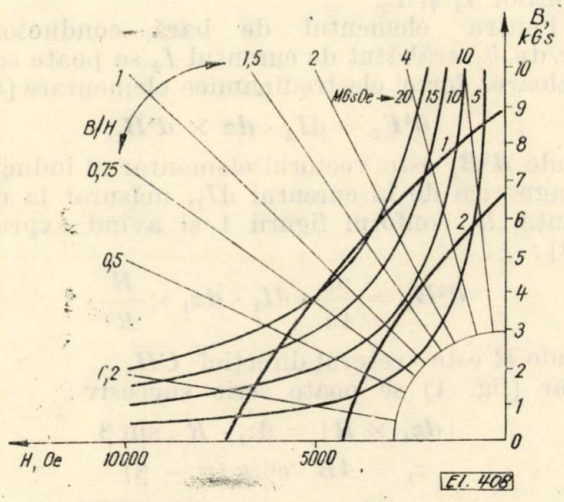


Fig. 7. Magneţi cu cîmp şi energie mare :
1 — Magnet din compuşi intermetalici Sm Co_5 ; *2* — Magnet din Pt—Co (în comparaţie).

Oerstezi. Caracteristicile magnetice depind de modul de elaborare, de tratamentele termice care, corect aplicate, contribuie la mărirea pronunţată a cîmpului coercitiv, de presiunea aplicată, de densitatea obţinută (pentru care există o presiune optimă) şi de gradul de orientare a particulelor sub acţiunea cîmpului magnetic.

Rezistivitatea magnetului este $\rho = 5 \cdot 10^{-4}$ Ω cm.

Problema producerii în serii a magneţilor din compuşi intermetalici depinde în primul rînd de preţul pămînturilor rare, care la o exploatare raţională ar putea suferi scăderi apreciabile. Dificultăţile tehnologice de fabricaţie sînt mai uşor de învins. Literatura de specialitate dă anumite amănunte în legătură cu magneţii din compuşi intermetalici [23], [24], [25], [26], [27] şi [28].

Ne aflăm în faţa unei evoluţii însemnate şi viitorul apropiat ne va arăta perspectivele ce se deschid pentru aceşti magneţi.

Bibliografie

[1] *Makino, N.* L'évolution des aimants permanents au Japon. In : Cobalt, 1963, p. 3—10.
[2] *Mishima, T.* Cristallisation colonnaire des aimants du type Alnico. In : Cobalt, 1963, p. 26—27.
[3] *Gould, I. E.* Aimants a cristallisation colonnaire. In : Cobalt, 1964, p. 82—87.
[4] *Kuskin, A. S.* Structura pieselor turnate cu cristale orientate. In : Turnătorie, caiet selectiv nr. 3, 1965, p. 123—127.
[5] *Hrůska, A.* Study of the electro-slag-melting of Alnico alloys. In : Z. f. ang. Phys., nr. 2, 1966, p. 85—87.
[6] *Marks, P. Ch.* The casting of cristalloriented Alnico bars by continous method. In : Z. f. ang. Phys, nr. 2, 1966, p. 83—85.
[7] *Stäblein, H.* şi *Hoffmann, A.* Untersuchungen über Kristallorientierte Dauermagnete. In : Z. f. ang. Phys, nr. 2, 1966, p. 88—90.
[8] *Higukhi,* Effects of adding elements on Alnico. In : Z.f. ang. Phys. nr. 2, 1966, p. 80—83.
[9] *Clegg, G.* Spoiling characteristics of alloys of the Fe-Ni-Co-system. In : Z. f. ang. Phys. nr. 2, 1966, p. 77—79.
[10] *Wittig, R.* Einfluss geringer Zusätze auf die Stengelkristallisation. In : Z. f. ang. Phys, nr. 2, 1966, p. 98—101.
[11] *Bronner, C.* ş.a. Contribution à l'étude des principales propriétés d'un Alnico a 38% de cobalt, le Sermalloy A 1. În : Cobalt, 1966, p. 124—131.
[12] *Bronner, C.* ş.a. : Contribution à l'étude des alliages ferromagnétiques durs du type Ticonal 2000. In : Cobalt, 1966, p. 63—68.
[13] *Naastepad, P. A.* : Controlled solidification of Ticonal X. In : Z. f. ang. Phys, nr. 2, 1966, p. 104—107.
[14] *Luborsky,* Permanent magnets today. În : J. appl. Phys., nr. 37, 1966, p. 1091.
[15] *Cochard, A.* Modified strontium ferrite, a new permanent magnet material. In : J. appl. Phys, 1963, p. 1273—1274.
[16] *Schöffl, L.* : Strontiumferrit, ein neuer Dauermagnetwerkstoff. In : Siemens-Bauteile, 1966, p. 19—21
[17] *Wenny, D. H.* Some magnetic materials. În : Bell Laboratory Record, 1965, p. 257—261.
[18] *Nesbitt, E. A.*, Chin G. J. Low magnetostrictive permanent magnet alloys. In : J. appl. Phys., nr. 2, 1968, p. 1268—1269.
[19] *Tatsuyi, Sasaki* ş.a. : New-semy-hard magnetic alloys. In : appl. Phys, nr. 3, 1969, p. 1303—1304.
[20] *Chin, C. J.* ş.a. Medium-corcive-force permanent magnet alloys based on Co-Fe-Ti-system. In : J. appl. Phys. nr. 2, 1969, p. 760—763.
[21] *Melnik, J.* şi *Randal, R.* Thin evaporated films with high coercive force. In : I.E.E.E. Transactions Magnetics, nr. 3, 1967, p. 205—207.
[22] *Becker, J.* : Permanent magnets based on materials with high crystal anisotropy. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1968, p. 239—249.
[23] *Buschow, K.* ş.a. Permanent magnetic materials with 18,5 milliongauss-oersted. In : Philips. Tech. Rev. 1968, p. 336—337.
[24] *Buschow, K.* şi *Velge, J.* Permanent-magnet materials of rarev earth cobalt compounds. In : Z. f. ang Phys. nr. 2, 1969, p. 157—160.
[25] *Buschow K.* ş.a. Preparation of $SmCO_5$ permanent magnets. In : Z. appl. Phys. nr. 10, 1969, p. 4029—4032.
[26] *Fahlenbrach, H.* Verbindung stark magnetischer intermetallischer Verbindungen für die zukünftige Entwicklung von Dauermagnet-werkstoffen. In : ETZ-A, 1969, p. 431—435.
[27] *Nesbitt, E. A.* New permanent magnet materials containing rare earths. In : J. appl. Phys. nr. 3, 1969, p. 1309.
[28] *Dilip, K.* Twenty million energy product samarium-cobalt magnets. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1969, p. 214—216.

Intrat în redacţie la 7.IV.1970

Forţele electrodinamice între două bare conductoare paralele cu secţiune dreptunghiulară, dispuse nesimetric

BERCU HERŞCOVICI * — Craiova

CZ 621.3.014.32 : 538.313 : 621.316.57

Determinarea cu suficientă exactitate a valorii forţelor electrodinamice din barele conductoare este adesea impusă nu numai de rigorile calculului analitic, dar şi de exigenţele tehnico-economice ale dimensionării căilor de curent din aparatele electrice de curenţi tari.

Numeroase lucrări publicate privind calculul forţelor electrodinamice care apar între barele conductoare parcurse de curenţii electrici [1], [2], [3], [4], [5], [6], şi [7] au dat soluţii pentru mare parte din cazurile concrete întîlnite în construcţia aparatelor de comutaţie de înaltă tensiune.

În această lucrare se tratează cazul a două bare conductoare paralele cu secţiuni dreptunghiulare şi dispuse nesimetric, aşa cum se arată în figura 1, se elaborează o formulă comodă de calcul pentru forţele electrodinamice care apar între aceste bare.

Se adoptă sistemul de axe de coordonate carteziene şi se folosesc notaţiile:

I_1 şi I_2 — curenţii în cele două bare conductoare cu secţiunile b_1, h_1 şi respectiv $b_2 \cdot h_2$;

$\mathrm{d}I_1$ şi $\mathrm{d}I_2$ — curenţii elementari în cele două secţiuni elementare $b_1 \cdot \mathrm{d}x$ şi respectiv $b_2 \cdot \mathrm{d}y$.

Se iau în considerare următoarele premise simplificatoare:

— curenţii I_1 şi I_2 prin cele două bare conductoare sînt staţionari şi uniform repartizaţi pe secţiunile barelor, astfel încît se poate scrie:

$$\frac{I_1}{h_1} = \frac{dI_1}{\mathrm{d}x}, \tag{1}$$

$$\frac{I_2}{h_2} = \frac{\mathrm{d}I_2}{\mathrm{d}y}; \tag{2}$$

— lungimile barelor în direcţia z sînt mult mai mari ca lăţimile h_1 şi h_2 ale lor, care la rîndul lor sînt mult superioare valorii înălţimilor b_1 şi b_2:

$$l \gg (h_1 \text{ şi } h_2) \gg (b_1 \text{ şi } b_2). \tag{3}$$

În cazul lucrării de faţă se va considera lungimea barei l_1 parcursă de curentul I_1 ca fiind $l_1 = \infty$;

— permeabilitatea magnetică a aerului este constantă şi aproximativ egală cu cea a vidului:

$$\mu_0 = 4\pi\, 10^{-7}, \quad \mathrm{H \cdot m^{-1}} \tag{4}$$

întrucît barele conductoare sînt realizate din materiale nemagnetice.

Se caută expresia analitică a forţei specifice (pe unitatea de lungime) a conductorului cu secţiunea $b_2 \cdot h_2$ datorită interacţiunii curenţilor I_1 şi I_2.

Pentru elementul de bară conductoare $\mathrm{d}z \cdot \mathrm{d}y \cdot b_2$ străbătut de curentul I_2 se poate scrie valoarea forţei electrodinamice elementare [8]:

$$\boldsymbol{d^4F_2} = \mathrm{d}I_2 \cdot \boldsymbol{dz} \times \boldsymbol{d^4B_1}, \tag{5}$$

unde $\boldsymbol{d^2B_1}$ este vectorul elementar al inducţiei magnetice de la curentul $\mathrm{d}I_1$, măsurat la distanţa R, conform figurii 1 şi avînd expresia [9]:

$$\boldsymbol{d^2B_1} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot dI_1 \cdot \boldsymbol{dz_1} \times \frac{\boldsymbol{R}}{R^3}, \tag{6}$$

unde $\boldsymbol{R}$ este vectorul direcţiei $\overline{\boldsymbol{CB}}$.

Dar (fig. 1) se poate scrie succesiv:

$$|\boldsymbol{dz_1} \times \boldsymbol{R}| = \mathrm{d}z_1 \cdot R \cdot \sin\beta \tag{7}$$

$$z_1 = \overline{\boldsymbol{AB}} \cdot \operatorname{cotg}(\pi - \beta) \tag{8}$$

$$\mathrm{d}z_1 = -\frac{\overline{\boldsymbol{AB}}(-\mathrm{d}\beta)}{\sin^2(\pi - \beta)} = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\sin^2\beta} \cdot \mathrm{d}\beta \tag{9}$$

$$\overline{\boldsymbol{AB}} = \sqrt{x^2 + y^2} = R \cdot \sin(\pi - \beta) = R \cdot \sin\beta \tag{10}$$

sau

$$R = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\sin\beta}. \tag{11}$$

Dacă se ţine seamă de (7), (9) şi (11), atunci (6) devine:

$$\mathrm{d}B_1 = \frac{\mu_0 \cdot \mathrm{d}I_1}{4\pi\sqrt{x^2 + y^2}} \cdot \int_0^{\pi} \sin\beta \cdot \mathrm{d}\beta = \frac{\mu_0 \cdot \mathrm{d}I_1}{2\pi\sqrt{x^2 + y^2}}. \tag{12}$$

Limitele de integrare pentru β s-au luat ţinînd seamă de lungimea infinită a barei conductoare parcursă de curentul I_1, conform celei de a doua premise indicate mai înainte.

În figura 1 se observă că pentru orice valoare R se poate scrie:

$$\boldsymbol{dB_1} \perp \boldsymbol{dz} \tag{13}$$

căci $\boldsymbol{d^2B_1}$ este perpendicular pe planul $\boldsymbol{dz_1} - \boldsymbol{R}$ conform (6) pentru orice poziţie, iar $\boldsymbol{dz_1}$ şi $\boldsymbol{dz}$ sînt paralele prin datele problemei. Deci $\boldsymbol{d^2B_1}$ este perpendicular şi pe $\overline{\boldsymbol{AB}}$ ca dreapta aflată în planul $\boldsymbol{dz_1} - \boldsymbol{R}$.

Astfel: $\sin(\boldsymbol{dz} \wedge \boldsymbol{dB_1}) = 1$ (14)

şi deci (5) devine: $d^3F_2 = \mathrm{d}I_2 \cdot \mathrm{d}z \cdot \mathrm{d}B_1$ (15)

sau, ţinînd seamă de (12):

$$\mathrm{d}^3F_2 = \frac{\mu_0 \cdot \mathrm{d}z}{2\pi\sqrt{x^2 + y^2}} \cdot \mathrm{d}I_1 \cdot \mathrm{d}I_2 \tag{16}$$

* ing. *B. Herşcovici* este şeful atelierului de proiectare aparataj de înaltă tensiune de la GUAME — Electroputere — Craiova

Înlocuind pe (1) și (2) în (16) se obține:

$$d^3F_2 = \frac{\mu_0 \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot dz}{2\pi \cdot h_1 \cdot h_2} \cdot \frac{dx \cdot dy}{\sqrt{x^2 + y^2}}, \quad (17)$$

sau, forța pe unitatea de lungime a conductorului parcurs de curentul I_2, ca efect al interacțiunii cu I_1 curentul care parcurge conductorul de lungime infinită, va fi:

$$\frac{dF_2}{dz} = \frac{\mu_0 \cdot I_1 \cdot I_2}{2\pi \cdot h_1 \cdot h_2} \int_{x_1-\frac{h_1}{2}}^{x_1+\frac{h_1}{2}} dx \int_{y_1-\frac{h_2}{2}}^{y_1+\frac{h_2}{2}} \frac{dy}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \quad (18)$$

$$= \frac{\mu_0 \cdot I_1 \cdot I_2}{2\pi \cdot h_1 \cdot h_2} \cdot J.$$

Integrala din (18) se rezolvă succesiv astfel [10]:

$$J_1 = \int_{y_1-\frac{h_2}{2}}^{y_1+\frac{h_2}{2}} \frac{dy}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \operatorname{arg\,sh} \frac{y}{x} \Bigg|_{y_1-\frac{h_2}{2}}^{y_1+\frac{h_2}{2}} = \quad (19)$$

$$= \operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 + \frac{h_2}{2}}{x} - \operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 - \frac{h_2}{2}}{x}$$

$$J = \int_{x_1-\frac{h_1}{2}}^{x_1+\frac{h_1}{2}} J_1 \cdot dx = \left[x \cdot \operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 + \frac{h_2}{2}}{x} + \left(y_1 + \frac{h_2}{2}\right) \operatorname{arg\,sh} \frac{x}{y_1 + \frac{h_2}{2}} \right]_{x_1-\frac{h_1}{2}}^{x_1+\frac{h_1}{2}} - \quad (20)$$

$$- \left[x \operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 - \frac{h_2}{2}}{x} + \left(y_1 - \frac{h_2}{2}\right) \cdot \operatorname{arg\,sh} \frac{x}{y_1 - \frac{h_2}{2}} \right]_{x_1-\frac{h_1}{2}}^{x_1+\frac{h_1}{2}}.$$

Prin transformări convenabile (20) devine:

$$J = \left(x_1 + \frac{h_1}{2}\right) \left(\operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 + \frac{h_2}{2}}{x_1 + \frac{h_1}{2}} - \operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 - \frac{h_2}{2}}{x_1 + \frac{h_1}{2}} \right) -$$

$$- \left(x_1 - \frac{h_1}{2}\right) \cdot \left(\operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 + \frac{h_2}{2}}{x_1 - \frac{h_1}{2}} - \operatorname{arg\,sh} \frac{y_1 - \frac{h_2}{2}}{x_1 - \frac{h_1}{2}} \right) +$$

$$+ \left(y_1 + \frac{h_2}{2}\right) \cdot \left(\operatorname{arg\,sh} \frac{x_1 + \frac{h_1}{2}}{y_1 + \frac{h_2}{2}} - \operatorname{arg\,sh} \frac{x_1 - \frac{h_1}{2}}{y_1 + \frac{h_2}{2}} \right) - \quad (21)$$

$$- \left(y_1 - \frac{h_2}{2}\right) \cdot \left(\operatorname{arg\,sh} \frac{x_1 + \frac{h_1}{2}}{y_1 - \frac{h_2}{2}} - \operatorname{arg\,sh} \frac{x_1 - \frac{h_1}{2}}{y_1 - \frac{h_2}{2}} \right).$$

Expresia (21), deși complicată, este simetrică și se poate reprezenta grafic sau tabelar în raport cu parametrii x_1, y_1, b_1, h_1, b_2, h_2.

Din (4) și (18) se scoate expresia forței specifice pe unitatea de lungime din bara parcursă de curentul I_2 exprimată în unități SI:

$$\frac{dF_2}{dz} = 2 \cdot I_1 \cdot I_2 \frac{J}{h_1 \cdot h_2} \cdot 10^{-7}, \ \mathrm{N \cdot m^{-1}} \quad (22)$$

unde J se obține din expresia (21).

Premisa, acceptată inițial, privind curenții staționari s-a făcut pentru a se prezenta numai influențele (corecțiile) introduse în expresia forței electrodinamice datorită luării în considerație a dimensiunilor dreptunghiulare și a așezării reciproce a barelor.

În acest sens, pentru a aduce expresia (22) la o formă apropiată de cea curentă pentru forțele electrodinamice între conductoare, se introduce la numitor distanța:

$$a = \sqrt{x_1^2 + y_1^2} \quad (23)$$

care definește cota între axele de simetrie a celor două bare paralele, în condițiile așezării lor perpendiculare una pe alta, ca în figura 1.

În aceste condiții, (22) devine:

$$\frac{dF_2}{dz} = 2 \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{x_1^2 + y_1^2}} \cdot K \cdot 10^{-7}, \mathrm{N \cdot m^{-1}} \quad (24)$$

În felul acesta se definește coeficientul de contur pentru așezarea barelor ca în figura 1:

$$K = \frac{\sqrt{x_1^2 + y_1^2}}{h_1 \cdot h_2} \cdot J. \quad (25)$$

În construcţia ansamblelor de aparate electrice de comutaţie, cu referire la dispoziţia barelor din figura 1, pot apărea unele cazuri tipice particulare care duc la simplificarea ex-

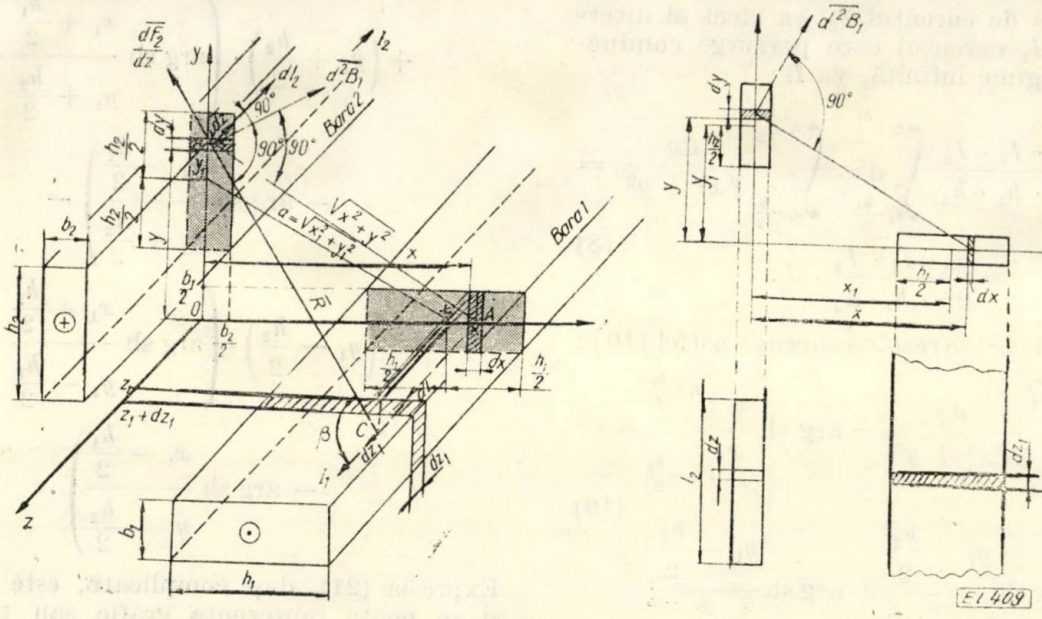


Fig. 1.

presiei coeficientului de contur K conform (25) şi ţinînd seamă de (21); la această simplificare contribuie substanţial şi considerarea dimensiunilor egale ale secţiunilor barelor plate obişnuite din cupru [11]:

$$b_1 \approx b_2 = b\,; \qquad h_1 \approx h_2 = h\,; \qquad h \approx 10 \cdot b\,. \tag{26}$$

Ţinînd seamă de (26) apar următoarele cazuri mai frecvente (figurile 2, 3, 4 şi 5).

Pentru aceste dispoziţii ale barelor se obţin valorile din tabela 1.

Tabela 1

Figura	2	3	4	5
x_1	0	$\frac{11}{2}\,b$	$\frac{h}{2} = 5b$	$\frac{11}{2}\,b$
y_1	$\frac{11}{2}\,b$	0	$\frac{11}{2}\,b$	$\frac{h}{2} = 5b$
J conform (21)	6,45 b	6,45 b	16 b	16 b
K conform (25)	0,355	0,355	1,190	1,190

În cele ce urmează se aplică datele obţinute mai sus pentru coeficientul de contur K, la un tip uzual de separator de medie tensiune de 10 kV — 630 A[12]. Această aplicaţie prezintă interes nu numai pentru verificarea aplicabilităţii comode a datelor din tabela 1, dar şi pentru a se vedea ponderea forţei electrodinamice care se obţine într-un caz concret,

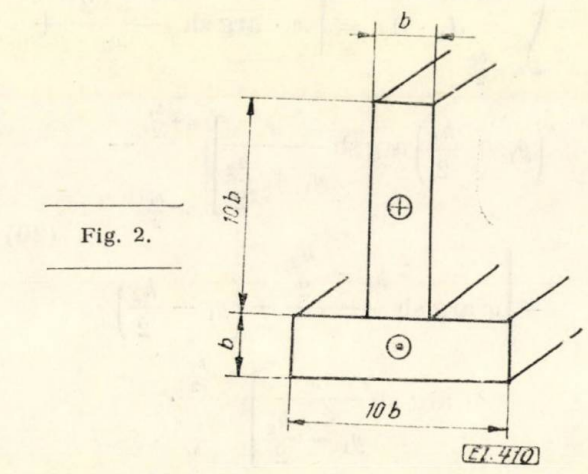


Fig. 2.

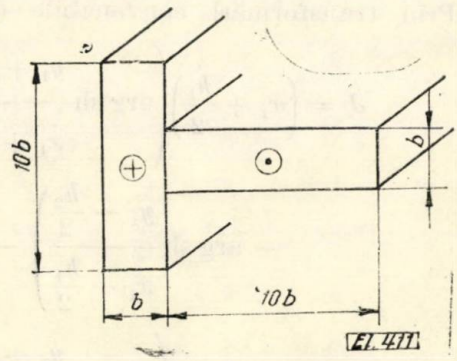


Fig. 3.

între piesele căii de curent ale separatorului aflate în poziţie reciprocă aşa cum se arată în figura 6.

Trebuie remarcat că piesa de contact din figura 6 nu este continuă, fiind întreruptă pe porțiunea l_2 a cuțitului. Pentru aplicarea soluției generale obținute mai sus în condițiile

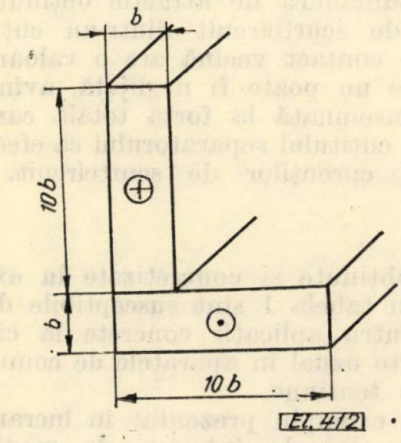


Fig. 4.

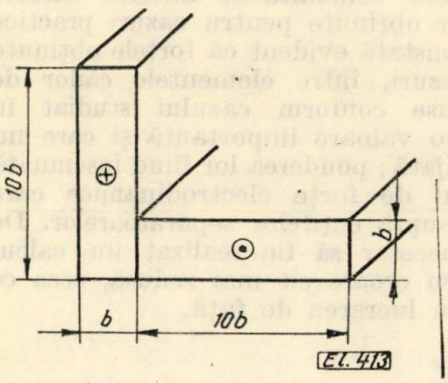


Fig. 5.

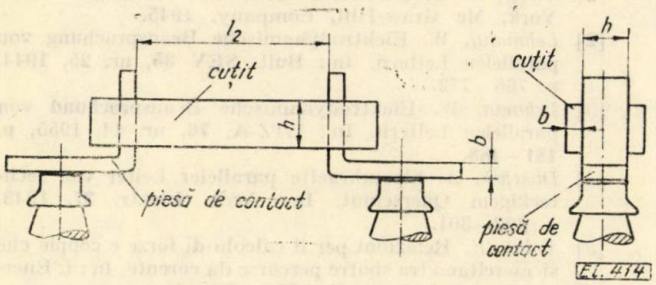


Fig. 6.

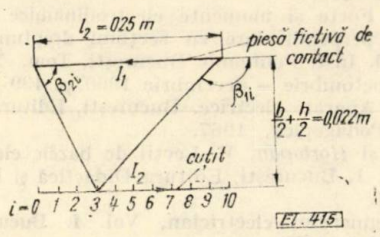


Fig. 7.

ipotezei inițiale a unei piese de contact continuă și cu lungime infinită se va face o construcție grafică așa cum se va arăta în cele ce urmează.

Cu cele arătate apare evident că poziția reciprocă a cuțitului și a piesei de contact corespunde modelului simplificat din figura 5 pentru care coeficientul de contur este $K = 1{,}190$.

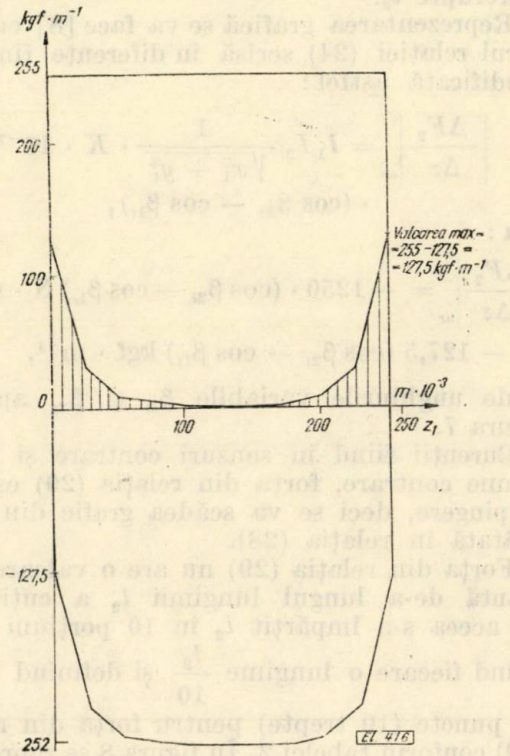


Fig. 8.

Conform lucrării [12] cotele din figura 6 sînt :

$$l_2 = 0{,}25\ \text{m};\quad h = 0{,}04\ \text{m};\quad b = 0{,}004\ \text{m},$$

iar curenții staționari echivalenți curentului limită dinamic de 25 kA max. sînt :

$$I_1 = 25 \cdot 10^3\ \text{A};\quad I_2 = \frac{I_1}{2} = 12{,}5 \cdot 10^3\ A.$$

Comparînd figura 6 cu figura 1 se poate scrie :

$$a = \sqrt{x_1^2 + y_1^2} = \sqrt{\left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(\frac{h}{2} + \frac{b}{2}\right)^2} = 2{,}97 \cdot 10^{-2}\ \text{m}. \qquad (27)$$

Deci forța specifică uniform repartizată (constantă) pe lungimea l_2 a cuțitului va fi conform relației (24) scrisă în diferențe finite :

$$\left|\frac{\Delta F_2}{\Delta z}\right|_{nr} = 2 \cdot 25 \cdot 12{,}5 \cdot 10^6 \frac{1}{2{,}97 \cdot 10^{-2}} \cdot 1{,}190 \cdot 10^{-7} \cdot 2500\ \text{N} \cdot \text{m}^{-1} = 255\ \text{kgf} \cdot \text{m}^{-1}. \qquad (28)$$

Curenții fiind în același sens și avînd același semn, forța din relația (28) este de atracție. Peste această forță se va suprapune grafic o forță neuniform repartizată pe lungimea l_2 și datorată

interacțiunii curentului din cuțit, cu un curent fictiv egal și de sens contrar cu curentul din piesa de contact și care parcurge o piesă fictivă de contact corespunzătoare porțiunii întrerupte l_2.

Reprezentarea grafică se va face [8] cu ajutorul relației (24) scrisă în diferențe finite și modificată astfel:

$$\left|\frac{\Delta F_2}{\Delta z}\right|_{nr} = I_1 I_2 \frac{1}{\sqrt{x_1^2 + y_1^2}} \cdot K \cdot 10^{-7} \cdot \cdot (\cos \beta_{2i} - \cos \beta_{1i}),$$

sau:

$$\left|\frac{\Delta F_2}{\Delta z}\right|_{nr} = -1250 \cdot (\cos \beta_{2i} - \cos \beta_{1i})\ \mathrm{N \cdot m^{-1}} =$$

$$= -127{,}5\ (\cos \beta_{2i} - \cos \beta_{1i})\ \mathrm{kgf \cdot m^{-1}}, \qquad (29)$$

unde unghiurile variabile β_{1i} și β_{2i} apar în figura 7.

Curenții fiind în sensuri contrare și avînd semne contrare, forța din relația (29) este de respingere, deci se va scădea grafic din forța arătată în relația (28).

Forța din relația (29) nu are o valoare constantă de-a lungul lungimii l_2 a cuțitului; de aceea s-a împărțit l_2 în 10 porțiuni egale avînd fiecare o lungime $\frac{l_2}{10}$ și definind astfel 11 puncte (10 trepte) pentru forța din relația (29) conform tabelei 2. În figura 8 se reprezintă grafic valorile din expresia (22) și tabela 2.

Curba care limitează zona hașurată reprezintă forța electrodinamică rezultantă care acționează asupra cuțitului.

Tabela 2

Punctul i din figura 7	Ac, m	$\cos \beta^{*}_{2i} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{0{,}022}{AC}\right)^2}}$	$\cos \beta^{*}_{1i} = \frac{-1}{\sqrt{1+\left(\frac{0{,}022}{l_2-AC}\right)^2}}$	$\cos \beta_{2i} - \cos \beta_{1i}$	$\frac{\Delta F_2}{\Delta Z}$, kgf m^{-1}
0	0	0	−1	−1	−127,5
1	0,025	0,75	−1	1,75	−224
2	0,05	0,92	−1	1,92	−245
3	0,075	0,96	0,99	1,95	−250
4	0,1	0,98	0,99	1,97	−252
5	0,125	0,985	−0,985	1,97	−252
6	0,150	0,99	−0,98	1,97	−252
7	8,175	0,99	−0,96	1,95	−250
8	0,2	1	−0,92	1,92	−245
9	0,225	1	−0,75	1,75	−224
10	0,25	1	0	1	−127,5

* AC rezultă din figura 7.

Se vede că forța electrodinamică rezultantă obținută este de atracție și are valoare maximă în dreptul punctelor de contact (127,5 kgf. m^{-1}).

Prin integrare grafică se obține forța rezultantă totală pe cuțit: $F_2 \approx 12$ kgf.

Forța electrodinamică de atracție obținută între curenții de scurtcircuit dintr-un cuțit și din piesa de contact vecină are o valoare importantă care nu poate fi neglijată, avînd o contribuție însemnată la forța totală care lucrează asupra cuțitului separatorului ca efect al interacțiunii curenților de scurtcircuit.

Concluzii

Rezultatele obținute și concretizate în expresia (24) și în tabela 1 sînt susceptibile de generalizare pentru aplicații concrete la căi de curent folosite uzual în aparatele de comutație de medie tensiune.

Un astfel de exemplu prezentat în lucrare pentru un separator de interior de medie tensiune, arată comoditatea folosirii directe a rezultatelor obținute pentru cazuri practice uzuale; se constată evident că forțele obținute în aceste cazuri, între elementele căilor de curent dispuse conform cazului studiat în figura 1 ca o valoare importantă și care nu poate fi neglijată; ponderea lor fiind însemnată în ansamblul de forțe electrodinamice care acționează asupra cuțitelor separatoarelor. De aceea este necesar să fie realizat un calcul mai exact, cu eroare cît mai redusă, ceea ce s-a propus în lucrarea de față.

Bibliografie

[1] *Dwight, H. B.* Electrical Coils and conductors. New-York, Mc Graw-Hill, Company, 1945.

[2] *Lehmann, W.* Elektrodynamische Beanspruchung von parallelen Leitern. In: Bull. SEV **35**, nr. 25, 1944, p. 766–772.

[3] *Lehman, W.* Elektrodynamische Beansprochund von parallelen Leitern. In: ETZ-A, **76**, nr. 14, 1955, p. 481–488.

[4] *Duschek, A.* Stromkraefte paralleler Leiter von rechteckigem Querschnit. In: Arch. Elektr. **37**, 1943, p. 392–301.

[5] *Volta, E.* Relazioni per il calcolo di forze e coppie che si esercitano tra sbarre percorse da corente. In: L'Energia Electrica **34**, nr. 1, 1957, p. 34–41.

[6] *Dwight, H. B.* Geometric mean distances for Rectangular Conductors. In: Trans. AIEE, **65**, august–septembrie 1946, p. 536–538.

[7] *Panaite, V.* Forțe și momente electrodinamice între conductoare perpendiculare cu secțiuni dreptunghiulare. In: Bul. Inst. Politehnic București, Tom. **XXII**, fascicul 4, octombrie – decembrie 1960, p. 139–151.

[8] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1967.

[9] *Timotin, A.* și *Hortopan, V.* Lecții de bazele electrotehnicei, Vol. **1**, București, Editura Didactică și Pedagogică, 1964.

[10] Manualul inginerului electrician, Vol. **I**. București, Editura tehnică, 1953.

[11] STAS 392–66. Bare dreptunghiulare de cupru.

[12] Catalog de aparate electrice de înaltă tensiune. Electroputere, ediția 1967.

Intrat în redacție la 27. IV. 1970.

Relaţii de calcul la mecanismele de inducţie cu spire în scurtcircuit

VAL. PANAITE, GHEORGHE TITZ şi VASILE TRUŞCĂ* — Bucureşti

CZ 621.316.925.43.004

În majoritatea cazurilor releele şi declanşatoarele de curent alternativ cu acţionare temporizată, folosesc mecanismul de inducţie pentru temporizare care are avantajul unei caracteristici de protecţie dependente.

Relaţiile de calcul, cunoscute pînă în prezent, referitoare la cuplul de rotaţie pentru discul de inducţie sînt date în funcţie de fluxuri şi parametrii discului.

În această lucrare se prezintă o relaţie nouă de calcul a cuplului de rotaţie în funcţie de parametrii spirei în scurtcircuit. De asemenea se stabileşte experimental reacţia discului de inducţie asupra defazajului produs de spira în scurtcircuit.

Pe baza oscilogramelor obţinute pentru diferite cazuri se fac o serie de observaţii utile în proiectarea acestor mecanisme.

1. Consideraţii asupra mecanismului de inducţie

Releele de curent maxim cu acţionare temporizată, realizate de diferite firme, au la bază aceeaşi soluţie constructivă pentru mecanismul de inducţie şi anume, un disc de inducţie care se învîrte în întrefierul unui circuit magnetic prevăzut cu două spire în scurtcircuit masive pe cei doi poli. Discul se execută din cupru în cazul declanşatoarelor care necesită un cuplu de rotaţie mai mare (circa 120 — 140. 10^{-7} N . m) şi din aluminiu la releele la care cuplul necesar poate să fie cu 50 — 60 %mai mic.

Circuitul magnetic la releele de curent maxim este format din două ramuri; o ramură în întrefierul căreia se învîrte discul (fig. 1)

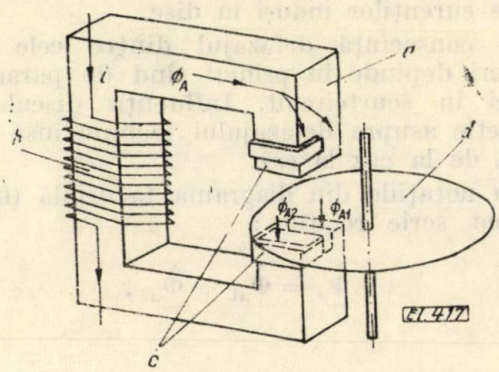


Fig. 1. Mecanism de inducţie :
a — circuit magnetic; b — înfăşurare de excitaţie; c — spire în scurtcircuit; d — disc de inducţie.

şi care realizează temporizarea acţionării, iar a doua ramură în paralel cu prima, asigură acţionarea instantanee a releului, aceasta neapărînd pe figură.

Înfăşurarea de excitaţie a releului este prevăzută cu mai multe prize putîndu-se face un reglaj în trepte al curentului reglat (fig. 2).

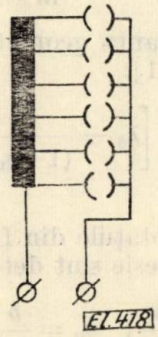


Fig. 2. Schema electrică a înfăşurării de excitaţie.

Solenaţia la care acţionează releul este constantă, indiferent de treapta de reglaj fixată. Solenaţia are o valoare cuprinsă între 400 — 420 A, astfel aleasă încît rămînînd constantă, rezultă pentru diferite trepte de reglaj, cuprinse între 2,5 — 10 A sau 4 — 10 A, numere întregi de spire. În acest mod etalonarea releului este valabilă pentru toate treptele de reglaj.

2. Cuplul de rotaţie la mecanismele cu disc de inducţie

La mecanismele de inducţie cu disc, spirele în scurtcircuit se aşază de o parte şi de alta a discului, iar polul magnetic este aşezat faţă de disc ca în figura 3.

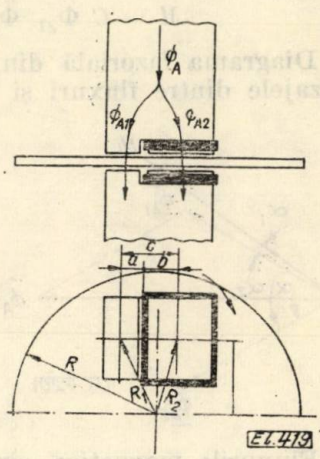


Fig. 3. Mecanism cu disc de inducţie.

Fluxul activ Φ_A creat de înfăşurarea de excitaţie se distribuie în întrefier în porţiunea neecranată Φ_{A1} şi Φ_{A2} în porţiunea ecranată.

* *Val. Panaite*, este şef de lucrări la catedra de Măsuri şi aparate electice din Facultatea Electrotehnică — Institutul politehnic din Bucureşti, iar *Titz Gheorghe* şi *Truşcă Vasile* sînt asistenţi la aceeaşi catedră.

Cuplul de rotaţie [1], [2] [3] este dat de relaţia :

$$M = 2\varkappa \frac{f \cdot \Delta}{\rho} 10^{-2} \hat{\Phi}_{A1} \cdot \hat{\Phi}_{A2} \sin \alpha \text{ , N . m ,} \quad (1)$$

în care :

α este defazajul dintre Φ_{A1} şi Φ_{A2};
ρ — rezistivitatea discului, Ω cm;
f — frecvenţa curentului, Hz;
Δ — grosimea discului, cm;
$\hat{\Phi}_{A1}$ $\hat{\Phi}_{A2}$ — fluxurile magnetice în întrefier, Wb
$\varkappa$ — constanta geometrică (care depinde de dimensiunile geometrice ale mecanismului).

Constanta geometrică se calculează cu expresia [1]:

$$\varkappa = \frac{h_0}{c_0}\left[\lambda_\delta - \frac{c_0^2}{(1-a_0^2-h_0^2)(1-b_0^2-h_0^2)+c_0^2}\right] . \quad (2)$$

Cu notaţiile din figura 3, termenii din această expresie sînt determinaţi cu relaţiile :

$$a_0 = \frac{a}{R}\text{ ; } b_0 = \frac{b}{R}\text{ ; } c_0 = \frac{a+b}{R} = \frac{c}{R}\text{ ; } h_0 = \frac{h}{R} \quad (3)$$

Termenul λ_δ reprezintă un coeficient de configuraţie subunitar care ţine seama de trecerea de la poli magnetici circulari la cei dreptunghiulari [1].

Pentru anumiţi parametri geometrici se observă din relaţia (1) că spira în scurtcircuit determină valoarea cuplului de rotaţie prin influenţa sa asupra mărimilor $\hat{\Phi}_{A1}$, $\hat{\Phi}_{A2}$ şi defazajul α.

Considerînd separat mărimile care nu depind de spira în scurtcircuit incluse într-un factor C, atunci expresia cuplului de rotaţie devine :

$$M = C\, \hat{\Phi}_{A1}\, \hat{\Phi}_{A2} \sin \alpha. \quad (4)$$

Diagrama fazorială din figura 4 indică defazajele dintre fluxuri şi solenaţie.

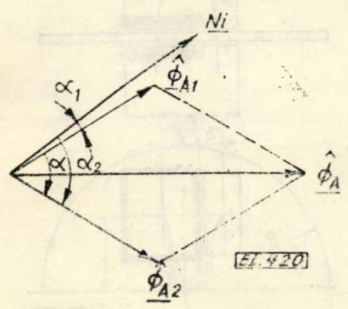


Fig. 4. Diagrama fazorială a fluxurilor magnetice.

Fluxurile magnetice sînt date de relaţiile

$$\underline{\Phi}_{A1} = \frac{\underline{NI}}{R_{m1} + \mathrm{j}\, x_{m1}} \quad (5)$$

şi

$$\underline{\Phi}_{A2} = \frac{\underline{NI}}{R_{m2} + \mathrm{j}\, x_{m2}} \quad (6)$$

în care :

NI este tensiunea magnetomotoare;
R_{m1}, R_{m2} — componenta activă a impedanţei magnetice (reluctanţa magnetică care se opune fluxului Φ_{A1} şi respectiv Φ_{A2});
x_{m1}, x_{m2} — componenta reactivă a impedananţei magnetice.

Defazajele α_1 şi α_2 ale fluxurilor Φ_{A1} şi Φ_{A2} faţă de tensiunea magnetomotoare sînt determinate de relaţiile :

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{x_{m1}}{R_{m1}} \quad (7)$$

şi

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{x_{m2}}{R_{m2}}. \quad (8)$$

Componenta x_{m1} este determinată de pierderile în fier, în zona neecranată considerată de o lungime egală cu adîncimea canalului de fixare a spirei în scurtcircuit, plus puterea dezvoltată în disc de curenţii induşi de fluxul Φ_{A1}. În general x_{m1} este foarte mic în raport cu R_{m1} şi defazajul α_1 este apropiat de valoarea zero.

Componenta x_{m2} depinde de aceleaşi mărimi ca şi x_{m1} corespunzătoare însă zonei ecranate, la care se mai adaugă puterea dezvoltată în spirele ecran. Deoarece inducţia în porţiunea ecranată are valori mai mici decît în porţiunea neecranată contribuţia pierderilor în fier asupra defazajului α_2 este mai redusă.

De asemenea, spirele în scurtcircuit fiind foarte masive puterea dezvoltată în acestea este mult mai mare decît puterea corespunzătoare curenţilor induşi în disc.

În consecinţă defazajul dintre cele două fluxuri depinde în primul rînd de parametrii spirei în scurtcircuit. Influenţa discului de inducţie asupra defazajului trebuie însă apreciată de la caz la caz.

Cu notaţiile din diagrama fazorială (fig. 4) se pot scrie relaţiile :

$$\underline{\hat{\Phi}}_A = \underline{\hat{\Phi}}_{A1} + \underline{\hat{\Phi}}_{A2}, \quad (9)$$

sau :

$$\hat{\Phi}_{A2} = \hat{\Phi}_{A1}^2 + \hat{\Phi}_{A2}^2 + 2\hat{\Phi}_{A1}\, \hat{\Phi}_{A2} \cos \alpha \quad (10)$$

Din această relaţie, rezultă :

$$\hat{\Phi}_{A1} = \frac{\hat{\Phi}_A}{\sqrt{1 + n^2 + 2n \cos \alpha}}, \quad (11)$$

în care :

$$n = \frac{\hat{\Phi}_{A2}}{\hat{\Phi}_{A1}} \tag{12}$$

este raportul fluxurilor care străbate discul de inducție.

Înlocuind în (4) relațiile (10) și (11) se obține expresia :

$$M = C\hat{\Phi}_A^2 \frac{n \sin \alpha}{1 + n^2 + 2n \cos \alpha} \cdot \tag{13}$$

În asența discului de inducție, în porțiunile ecranate și neecranate vor exista fluxurile Φ'_{A1} și Φ'_{A2}.

Din teoria spirei din scurtcircuit [4] se cunoaște relația :

$$\frac{\hat{B}'_{A2}}{\hat{B}'_{A1}} = \cos \alpha' \tag{14}$$

în care α' este defazajul dintre B'_{A1} și B'_{A2} (fără disc de inducție).

Considerînd raportul ariilor porțiunilor ecranate și neecranate :

$$m = \frac{A_2}{A_1}, \tag{15}$$

atunci :

$$n' = \frac{\hat{\Phi}_{A1}}{\hat{\Phi}'_{A2}} = \frac{A_2}{A_1} \cdot \frac{\hat{B}_{A2}}{\hat{B}_{A1}} = m \cos \alpha' \cdot \tag{16}$$

În cazul prezenței unui disc de inducție în intrefier, raportul inducțiilor este :

$$\frac{\hat{B}_{A2}}{\hat{B}_{A1}} = \cos \alpha , \tag{17}$$

iar raportul fluxurilor :

$$n = \frac{\hat{\Phi}_{A2}}{\hat{\Phi}_{A1}} = \frac{A_2}{A_1}, \frac{\hat{B}'_{A2}}{\hat{B}'_{A1}} = m \cos \alpha . \tag{18}$$

Înlocuind (18) în (13) și după transformări simple relația cuplului devine :

$$M = C \hat{\Phi}_A^2 \frac{m}{(1 + m)^2 + \operatorname{tg}^2 \alpha} \operatorname{tg} \alpha . \tag{19}$$

În această formulă, cuplul de rotație al discului este prezentat în funcție de fluxul magnetic, adică funcție de mărimea dependentă de valoarea curentului și funcție de parametrii spirei în scurtcircuit. Se poate observa însă că termenul C din relația (19) conține conform relației (1) un factor $\varkappa$ — constanta geometrică și care la rîndul său pentru un anumit pol magnetic ar depinde de parametrul m al spirei ecran.

Pe baza notațiilor din figura 3 și cu înlocuirile :

$$m = \frac{b}{a} = \frac{A_2}{A_1} ; \; a = \frac{c}{m+1} ; \; b = \frac{m}{m+1} \cdot c ;$$

$$a_0 = \frac{1}{m+1} c_0 ; \; b_0 = \frac{m}{m+1} c_0 \tag{20}$$

constanta geometrică $\varkappa$ (din relația 2) funcție de parametrul m, celelalte mărimi rămînînd constante pentru un anumit pol și pentru o anumită așezare în raport cu discul, se scrie astfel :

$$\varkappa = \left\{ \lambda - \frac{c_0^2}{\left[1 - \left(\frac{1}{m+1}\right)^2 c_0^2 - h_0^2\right]\left[1 - \left(\frac{m}{m+1}\right)^2 c_0 - h_0^2\right] + c_0^2} \right\} . \tag{21}$$

Un calcul efectuat cu relația (21) pentru $m = 1 \div 3$ indică variații neglijabile. Se poate considera deci că relația cuplului de rotație dată de formula (19) exprimă cuplul la un flux activ Φ_A în funcție de parametrii spirei în scurtcircuit.

3. Verificări experimentale

3.1. Observații asupra defazajului. Valoarea defazajului α depinde de spira în scurtcircuit și de discul de inducție. Influența discului de inducție a fost verificată experimental oscilografiindu-se fluxurile Φ_{A1} și Φ_{A2} la întrefierul cuprins între 1,6 și 4,1 mm și diferite spire în scurtcircuit cu rezistențe cuprinse între $(2{,}45 \div 14{,}5)\ 10^{-5}\ \Omega$.

Pentru polii magnetici ecranați, cu întrefier liber (fără disc de inducție), defazajul poate fi calculat cu ajutorul următoarei relații verificate experimental [4], [5], [6] :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega \Lambda_2}{R_2}, \tag{22}$$

unde :

ω — este pulsația ;

$\Lambda_2 = \frac{\mu_0 \cdot A_2}{\delta}$ — permeanța porțiunii ecranate ;

R_2 — rezistența spirei în scurtcircuit.

În zona *1—1'* (fig. 5) au fost așezate bobinele sondă, iar spira în scurtcircuit dispusă simetric în raport cu întrefierul.

S-au făcut astfel măsurări cu discul de inducție plasat simetric și la diferite valori ale întrefierului, iar spirele fiind cele cu care sînt echipate în mod normal mecanismele de inducție adică avînd o rezistență $R_2 = 2{,}42 \cdot 10^{-5}\Omega$, calculată la o supratemperatură de 2 — 3°C față de temperatura mediului ambiant, care reprezintă încălzirea în condiții normale de lucru.

Defazajele calculate cu relaţia (22), neluînd în consideraţie discul de inducţie şi rezultatele măsurărilor efectuate cu ajutorul oscilogramelor. sînt prezentate în tabela 1.

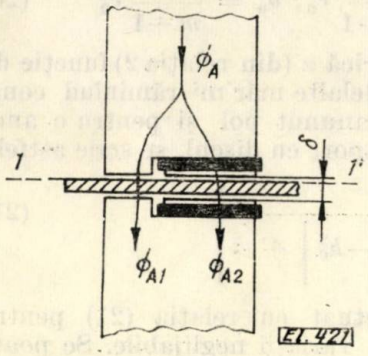


Fig. 5. Amplasarea bobinelor sondă în întrefierul cu disc de inducţie.

Tabela 1

ρ, mm	2,03	2,48	3,12	4,12
α, măsurat	51°	46°	39°30'	38°
α', calculat	49°15'	43°40'	37°20'	30°20'

În figura 6 se prezintă diagrama de variaţie a defazajului în funcţie de întrefier, calculată cu relaţia (22) şi măsurată pe baza oscilogramelor din figura 7.

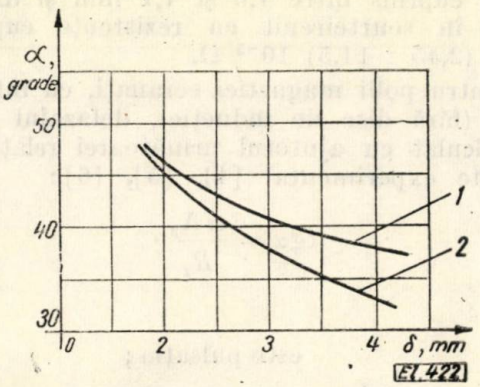


Fig. 6. Diagrama defazajului:
1 – măsurat; *2* – calculat

Din diagramă rezultă că pentru întrefieruri mai mari influenţa discului în zona *1—1'* are o pondere mai însemnată asupra defazajului.

Dependenţa defazajului α în funcţie de rezistenţa spirei este prezentată în oscilogramele din figura 8.

În oscilogramele din figurile 7 şi 8 sînt reprezentate, tensiunile electromotoare induse în spirele sondă (*1* reprezintă tensiunea electromotoare indusă de fluxul Φ_{A1}, corespunzător porţiunii neecranate, iar *2*, tensiunea electromotoare indusă de fluxul Φ_{A2}, corespunzător porţiunii neecranate).

În concluzie defazajele măsurate pentru aceste oscilograme la trecerea prin zero corespund momentului de trecere a fluxurilor prin valori maxime cînd variaţiile se abat mai puţin de la forma sinusoidală.

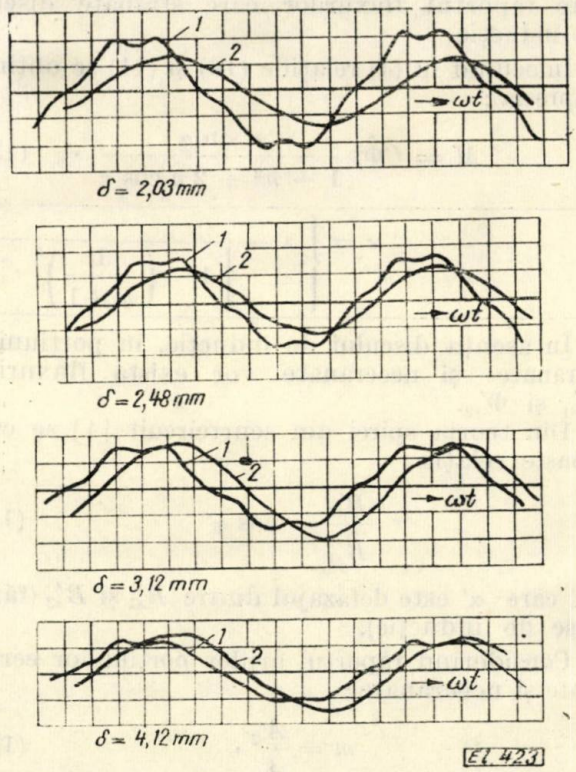


Fig. 7. Oscilogramele referitoare la influenţa discului de inducţie asupra defazajului.

Rezultatele măsurărilor sînt conţinute în tabela 2 şi reprezentate în figura 9.

Defazajul dintre fluxurile $\hat{\Phi}_{A1}$ şi $\hat{\Phi}_{A2}$ mai depinde şi de poziţia spirei în raport cu întrefierul. În cazul cînd spira se aşază numai pe un pol (fig. 10), defazajul măsurat în cazul unui întrefier, fără disc de inducţie, cu $\delta = 2{,}03$ mm şi $R_2 = 4{,}34 \cdot 10^{-4}\Omega$, scade continuu de la zona *1—1'* la zona *2—2'* cu aproape 19°. În cazul cînd spira se aşază de o parte şi de alta a întrefierului defazajul rămîne constant în întrefier.

Tabela 2

$R \cdot 10^2$	2,42	2,9	3,63	4,84	7,25	14,5
α, măsurat	53°30'	52°30'	51°30'	48°30'	37°30'	30°

3.2. Factorul de dispersie. Experimental s-a constatat o variaţie a fluxului magnetic de-a lungul polului din zona *1—1'* la zona *2—2'* (fig. 11).

Această variaţie este cu atît mai pronunţată cu cît întrefierul este mai mare.

Dacă considerăm fluxul principal al polului, Φ_0 în zona *1—1'* (fig. 11) fluxul activ Φ_A

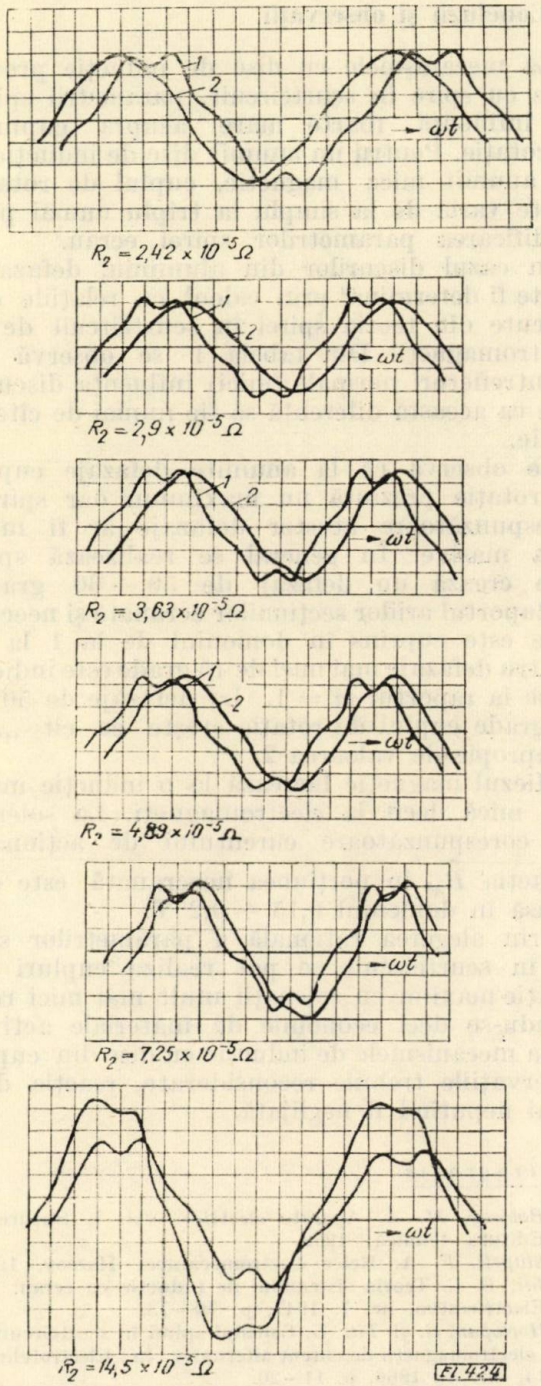
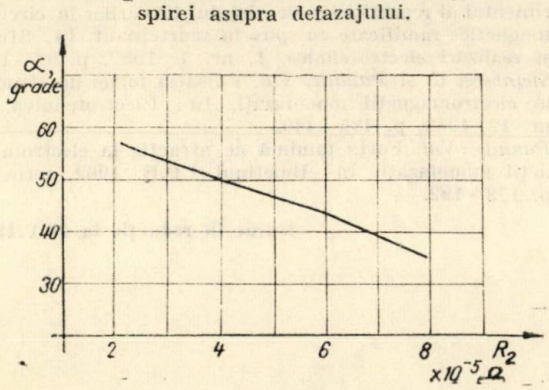


Fig. 8. Oscilogramele referitoare la influenţa rezistenţei spirei asupra defazajului.



← Fig. 9. Variaţia în funcţie de rezistenţa spirei.

Fig. 10. Pol magnetic cu dispunere asimetrică a spirei în scurtcircuit.

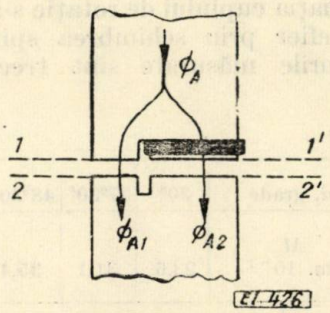


Fig. 11. Zona de dispersie magnetică.

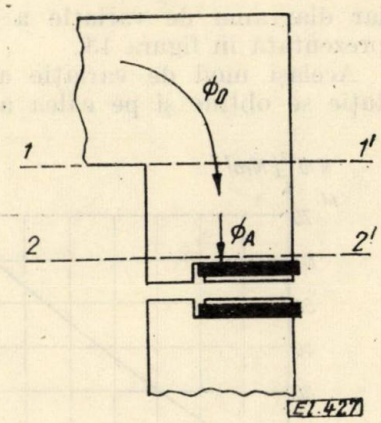
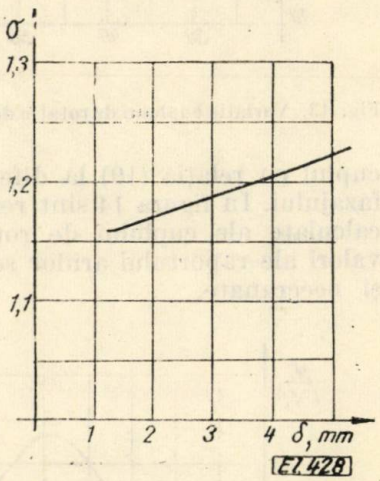


Fig. 12. Variaţia factorului de dispersie.



în zona $2-2'$ atunci factorul de dispersie este dat de raportul:

$$\sigma = \frac{\Phi_0}{\Phi_A}.$$

Variaţia factorului de dispersie în funcţie de întrefier este reprezentată în diagrama din figura 12.

3.3. Măsurări asupra cuplului de rotaţie. Măsurările s-au efectuat asupra mecanismului de inducţie al unui releu de curent maxim cu disc din aluminiu. Pentru determinarea cuplului de rotaţie s-a folosit metoda balanţei.

Variaţia cuplului de rotaţie s-a realizat la acelaşi întrefier prin schimbrea spirei în scurtcircuit Valorile măsurate sînt trecute în tabela 3,

Tabela 3

α, grade	30°	37°30'	48°30'	51°30'	52°30'	53°30'
M, Nm. 10^{-7}	23,6	31,1	35,4	37,3	39,3	47,1

iar diagrama de variaţie a cuplului este reprezentată în figura 13.

Acelaşi mod de variaţie a cuplului de rotaţie se obţine şi pe calea analitică calculînd

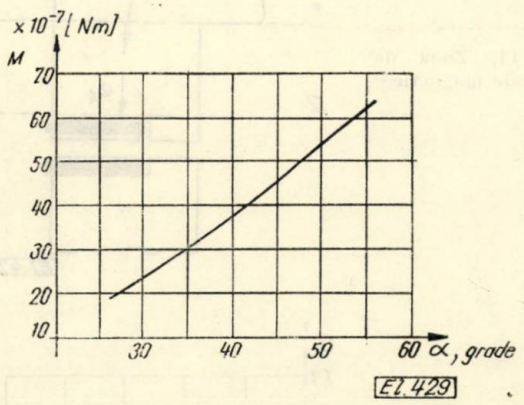


Fig. 13. Variaţia cuplului de rotaţie determinat experimental.

cuplul cu relaţia (19) la diferite valori ale defazajului. In figura 14 sînt reprezentate curbele calculate ale cuplului de rotaţie pentru două valori ale raportului ariilor secţiunilor ecranate şi neecranate.

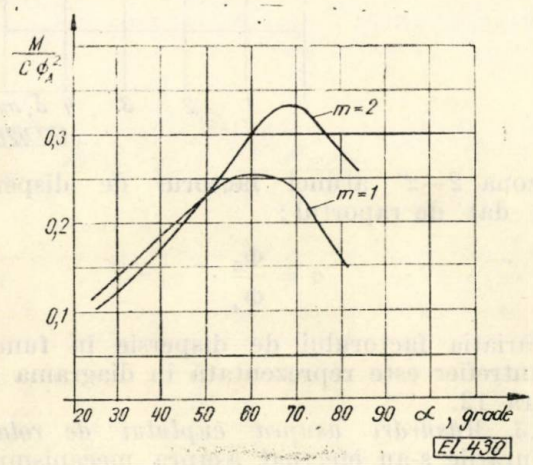


Fig. 14. Variaţia cuplului de rotaţie în funcţie de unghiul de defazaj.

4. Concluzii şi observaţii

La mecanismele cu disc de inducţie prevăzute cu spire în scurtcircuit, parametrii spirei au influenţă foarte mare asupra cuplului de rotaţie. Pentru un anumit disc de inducţie şi un anumit miez magnetic, cuplul de rotaţie poate varia de la simplu la triplu numai prin modificarea parametrilor spirei ecran.

În cazul discurilor din aluminiu, defazajul poate fi determinat prin calcul cu relaţiile cunoscute din teoria spirei în scurtcircuit de la electromagneţi. Din tabela 1 se observă că la întrefieruri normale (mici) influenţa discului face ca această diferenţă să fie numai de cîteva grade.

Se observă că la anumite defazaje cuplul de rotaţie prezintă un maximum dar spirele corespunzătoare acestor defazaje ar fi mult prea masive. În general se realizează spire care crează un defazaj de 50 ÷ 60 grade.

Raportul ariilor secţiunilor ecranate şi neecranate este cuprins în domeniul de la 1 la 2. Pentru defazaje mai mici de 45 grade este indicat să se ia raportul $m = 1$. La defazaje de 50 ÷ 60 grade cuplul de rotaţie creşte cu cît „m" se apropie de valoarea 2.

Miezul magnetic lucrează la o inducţie mult mai mică decît la electromagneţi. La solenaţia corespunzătoare curentului de acţionare inducţia $\hat{B}_{A1}$ în porţiunea neecranată este cuprinsă în domeniul 0,15 ÷ 0,2 T.

Prin alegerea raţională a parametrilor spirei în scurtcircuit se pot realiza cupluri de rotaţie maxime cu solenaţii mult mai mici realizîndu-se deci economie de materiale active.

La mecanismele de inducţie cu disc din cupru observaţiile trebuie reconsiderate, reacţia discului neputînd fi neglijată.

Bibliografie

[1] *Babicov, M. A.* Aparate electrice, vol. I, Bucureşti, Editura tehnică, 1952.
[2] *Stupeli, F. A.* Relee electromecanice. Harcov, 1956.
[3] *Bul, B. C.* Teoria sistemului de inducţie cu ecran. În: Electricestvo, nr. 7, 1947, p. 70—73.
[4] *Hortopan, G.* şi *Titz, G.* Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ. În: Electrotehnica 14, nr. 1, 1966, p. 11—20.
[5] *Steinberg, C., Ionescu, C.* şi *Panaite, Val.* Studiul Experimental al repartiţiei şi decalajului fluxurilor în circuite magnetice ramificate cu spire în scurtcircuit. În: Studii şi realizări electrotehnice, 1, nr. 1, 1957, p. 99—109.
[6] *Steinberg, C.* şi *Panaite, Val.* Pulsaţia forţei de atracţie la electromagneţii monofazaţi. In: Electrotehnica, 7, nr. 12, 1959, p. 435—440.
[7] *Panaite, Val.* Forţa minimă de atracţie la electromagneţii monofazaţi. În: Buletinul I.P.B. 1962, seria II p. 173—192.

Intrat în redacţie la 20.V.1970

RECENZII

CZ 621.313.333: 621.34

S. N. Vesnevski. **Caracteristicile motoarelor utilizate în acționări electrice.** București, Editura tehnică, 1969.

Lucrarea reprezintă traducerea din limba rusă după cea de a cincea ediție a cărții publicată anterior sub titlul „Calculul caracteristicilor și rezistențelor motoarelor electrice". Cu prilejul traducerii lucrării în limba română au fost generalizate o serie de referiri ale autorului, la tipuri de motoare de fabricație sovietică, iar în anexă sînt date tabele cu caracteristicile tehnice ale motoarelor fabricate în țara noastră.

Materialul prezentat este împărțit în șase capitole, după cum urmează: Principii generale (p. 17—34); Motoare de curent continuu (p. 35—153); Motoare asincrone (p. 154—249); Motoare sincrone (p. 250—270); Caracteristicile motoarelor comandate cu tiristoare (p. 271—302); Rezistențe (p. 303—389); Anexe (p. 330—348); Bibliografie (p. 348—350).

În capitolul 1 se face o succintă trecere în revistă a principiilor și formulelor privind dinamica acționărilor, necesare pentru calculul proceselor tranzitorii ale acționărilor electrice, calculul rezistențelor de pornire, frînare și reglare, avînd în vedere cerințele regimurilor de lucru ale mecanismului de acționare.

Capitolul al doilea se referă la motorul de curent continuu, ca obiect al acționărilor electrice, fiind împărțit la rîndul său în trei subcapitole: motoare cu excitație derivație; motoare cu excitație serie; motoare cu excitație mixtă.

În fiecare subcapitol se tratează în extenso problemele de pornire (regimul motorului la pornire, metode grafice și analitice de calcul a rezistențelor de pornire), regimul de contraconectare, frînare dinamică precum și probleme privind reglarea turației motoarelor respective, fiind aprofundate totodată caracteristicile fiecărui tip de motor.

Capitolul al treilea este subdivizat în două subcapitole și anume: motoarele cu rotorul bobinat; motoarele cu rotorul în scurtcircuit.

Primul subcapitol tratează problema pornirii motoarelor cu rotor bobinat, cu rezistențe simetrice și nesimetrice în rotor și cu bobine de reactanță. Este abordată de asemenea problema regimurilor de contraconectare și frînare dinamică, problema reglării turației, precum și aceea a reglării alunecării motoarelor la acționările cu volant.

Al doilea subcapitol tratează problema pornirii motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, cu rezistențe simetrice sau cu impedanțe nesimetrice în stator.

Capitolul al patrulea se referă la motoarele sincrone, la problemele de pornire și frînare dinamică a acestora.

Capitolul al cincilea se referă la caracteristicile motoarelor comandate cu tiristoare.

În prezent comanda cu tiristoare a motoarelor de curent continuu cît și a motoarelor de curent alternativ capătă o largă răspîndire în domeniul acționărilor electrice datorită avantajelor pe care le prezintă: fiabilitate, economie de energie electrică, capacitate de a intra imediat în funcțiune, silențiozitate, stabilitate în regimuri de forțare. De asemenea față de sistemele cu inerție (grupul generator — motor, amplificatorul magnetic), comanda cu tiristoare raționalizează procesele tranzitorii, permițînd crearea unor agregate tehnologice superioare ce asigură o producție de înaltă calitate la viteze mărite.

Acest capitol ar putea fi mult extins, rămînînd deschis aplicațiilor diverse în acționări electrice reglabile, tracțiune electrică, acționarea instalațiilor de ridicat și transportat etc. Autorul prezintă și examinează în acest capitol cîteva acționări cu tiristoare elaborate și introduse în uzinele metalurgice sovietice (de exemplu acționarea unei virtelnițe pentru laminorul de sîrmă 250, acționarea troliilor sondelor de la un furnal.

Capitolul al șaselea este consacrat alegerii rezistențelor și alcătuirii schemelor de rezistență folosite la acționarea motoarelor, dîndu-se o serie de exemple practice de calcul a acestora.

În anexe sînt date caracteristicile la o serie de motoare fabricate în România ca: motoare de curent continuu; motoare sincrone seria MSA; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, seria ASI; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit cu cuplul de pornire mărit seria ASI_e; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit și două turații, seria ASI_t; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, cu siguranță mărită ASI_e; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, cu alunecare mărită seria ASI_a; seria nouă de motoare asincrone trifazate în scurtcircuit ASI; motoare asincrone trifazate cu rotorul cu inele de contact seria AFI; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, seria MAS; motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit tip MUS; motoare asincrone trifazate cu inele colectoare tip MUF; motoare asincrone trifazate cu inele colectoare tip MUR; motoare asincrone trifazate în scurtcircuit, pentru macara seria MS; motoare asincrone trifazate cu rotorul cu inele de contact pentru macara, seria M2; motoare asincrone trifazate cu rotorul cu inele de contact pentru macara seria M3.

Lucrarea prezentată se înscrie cu succes în seria de publicații „Acționări electrice". În structura cărții se pornește de la esența fizică a fenomenelor, toate calculele fiind efectuate plecîndu-se de la cerințele individuale impuse diferitelor mecanisme și ținîndu-se seama de marea varietate a particularităților acestora.

Printr-o privire de sinteză asupra etapelor parcurse de tehnică în acest domeniu se creează posibilitatea urmăririi evoluției în perspectivă.

Cartea se adresează inginerilor și tehnicienilor care proiectează, încearcă și exploatează acționări electrice, fiind utilă în aceeași măsură doctoranzilor și studenților din facultățile de specialitate.

Ing. *M. Gudumac*

REFERATE

CZ 538.6 *Efectele cîmpurilor magnetice*

CZ 538.614.535.215.1

Goffaux, R. **Asupra polarizării interfaciale sau efectul Maxwell-Wagner-Sillars.** Modelul microscopic. (Sur-la polarization interfaciale ou l'effet Maxwell—Wagner—Sillars. Modéle microscopique). In: Scientifique de l'Assoc. des ing. electr. de l'Institut Electrotehnique Montefiore—Liège, ian-feb-mars 1970, p. 15—40, 9, fig. 22 ref. bibl.

Se fac considerații asupra proprietăților electrice dispersive ale asociației binare a dielectricilor solizi, omogeni, plani și de natură oarecare. Cînd o asociație binară a dielectricilor este supusă acțiunii unui cîmp electric permanent se acumulează o sarcină electrică pe fața de contact a celor două medii. Această polarizare interfacială este numită efectul Maxwell—Wagner—Sillars. Se prezintă modelul macroscopic și se discută limitele de folosire a unor asemenea efecte. Se studiază apoi un model microscopic și se scoate în evidență existența barierelor de potențial, dispersia permitivității. Se constată că la modelul macroscopic, în comparație cu cel microscopic, dispersia permitivității era mai mică.

Se examinează rolul barierelor de potențial asupra transportării asociației binare de electroni. Se analizează modul de formare a sarcinii electice pe suprafețele în contact la cele două tipuri de modele macro și microscopice și se fac referiri de ordin practic.

Modelele discutate se prezintă atît ca schemă de principiu în care apar rezistențele și condensatoarele cît și ca relații matematice. Rezultatele studiului sînt prinse în diagrame sintetice care consemnează principalele caracteristici ale efectului Maxwell-Wagner—Sillars.

A. C.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ. 621.313.3.

Rioux, C. **Stabilirea teoriei generale a mașinilor electrice plecînd de la ecuațiile cîmpului electromagnetic** (Théorie générale des machines électriques établie à partir des équations du champ électromagnetique). In: Revue Générale de l'Électricité, tom **79**, nr. 5, mai 1970, p. 415—421, 8 fig., 1 ref. bibl.

Se construiește teoria generală a mașinilor electrice plecînd de la ecuațiile electromagnetismului. Expresia tensorului lui Maxwell scris pentru materiale feromagnetice permite separarea diferitelor tipuri de mașini și formarea unor clase distincte. Se studiază clasele de mașini preconizate sub aspectul puterii specifice și din punct de vedere al randamentului. Cu ajutorul unei diagrame generale se compară între ele toate tipurile de mașini și se scot astfel în evidență trei tipuri și anume: mașinile cu reluctanță variabilă și mică putere; mașinile cu reluctanță criogenă pentru puteri medii și mașini fără fier pentru unități de mare putere.

Problemele detaliate în articol cuprind următoarele teme: teoria cîmpului electromagnetic pe baza conceptelor introduse de Maxwell; eforturile în materiale magnetice; clasele de mașini după criteriile impuse de conceptele de autor în raport cu cele clasice; caracteristicile mașinilor clasice, ale mașinilor fără fier și ale mașinilor cu reluctanță variabilă; limitele tehnologice și funcționale ale tipurilor de mașini discutate în material.

Aceste aspecte sînt prinse într-o diagramă generală care arată performanțele claselor de mașini asupra cărora s-au făcut o serie de considerații teoretice și practice.

A. C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare*

CZ 621.314.5.57 : 621.314.65.011.3

Freris L. Leonard — **Performanțele unui convertor cu reactanță anodică** (The Performance of a Converter with Anode Reactance). In: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. **PAS—88**, nr. 10, 1969, p. 1537—1544, 8 fig. 2 tabl., 18 ref. bibl.

Reactanțele (inductanțele) anodice se folosesc în mod curent în instalațiile industriale care folosesc tiristoare pentru prevenirea distrugerii acestora din urmă prin „efectul $\frac{di}{dt}$".

Adesea aceste inductanțe sînt secționate în 2 părți, una comună (primară) și alta anodică (secundară). În acest caz comportamentul unui convertor este mult mai complex, decît în cazul cînd există o singură inductanță comună. Elucidării diverselor aspecte legate de funcționarea unui convertor cu inductanța secționată îi este consacrat articolul de față.

Autorul a efectuat o analiză detaliată și multilaterală a proceselor ce au loc într-un asemenea tip în convertor, obținînd relații analitice între parametrii limită ai instalației și caracteristicile de reglare. Sînt discutate cazurile de redresare controlată și necontrolată la un unghi de stingere constant. Investigațiile efectuate au arătat că, în cazul redresării, cele 3 moduri principale de funcționare pot ajunge la 7. Caracteristicile de reglare au fost construite pentru 3 valori ale coeficientului k (0,1 ; 0,5 ; 1), care este raportul dintre reactanța anodică și cea totală. Din examinarea acestor caracteristici rezultă că pentru valorile uzuale ale reactanțelor de comutație, în cazul existenței supracurenților sau pentru valori deosebit de mari ale reactanțelor la curenți normali, caracteristicile de reglare au un început clasic.

Premisele teoretice s-au verificat experimental, confirmînd justețea primelor.

A. S.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante*

CZ 621.315.2

Teramorsi, J. P. și Couppé, G. L. **Evoluția cablurilor din materiale stabilizate** (Evolution des câbles à matière stabilisée). În: Revue Générale de l'Électricité, tom. **79**, nr. 5, mai 1970 p. 388—396, 9 fig., 6 ref. bibl.

Cablurile din materiale stabilizate surprind în exploatare sub aspectul originalității structurii și datorită noului tip de izolație tind să-și lărgească sfera de aplicabilitate în special în domeniul tensiunilor medii și înalte. După prezentarea pe scurt a acestei noi direcții de dezvoltare a cablurilor proiectate și construite cu materiale stabilizate autorii descriu prototipul și rezultatele încercărilor efectuate. Se scot în evidență caracteristicile electrice și mecanice ale acestor tipuri noi de cabluri și se precizează rețeta materialelor stabilizate care furnizează un nou tip de izolator.

Principalele probleme dezvoltate în lucrare se referă la: evoluția și structura materialelor stabilizate folosite la construcția cablurilor electrice; cercetarea prototipului de cablu construit și preconizarea măsurilor pentru îmbunătățirea produselor din generația a doua la care temperatura admisibilă crește de la 50 la 65°C, iar capacitatea sporește cu 23% la tensiuni de circa 60 kV; caracteristicile electrice și mecanice ale izolantului cu și fără luarea în considerație a duratei de viață; încercările efectuate cu noul tip de cablu se referă la determinarea pierderilor dielectrice, încercările în gol și scurtcircuit în special la șoc de putere și tensiune. Proprietățile noului tip de cablu îl recomandă pentru utilizarea lui pe scară industrială întrucît corespunde atît sub aspect tehnic cît și economic.

A. C.

CZ.621.315.2.017.7 : 621.313

Hortisch Friedrich. **Sarcini de curent în legăturile de manevră ale mașinilor electrice** (Strombelastungen von Schaltverbindungen in elektrischen Maschinen). In: E.T.Z. — B, nr. 10, 1970, p. 232—233, 1 tabelă, 6 grafice.

Autorul arată că la conexiunile de manevră ale mașinilor electrice se face în mod general risipă de cupru. În diferite diagrame sînt redate valori experimentale, care indică posibilități de a se economisi atît cupru cît și mîna de lucru. În ce privește cuprul activ, prescripțiile VDE au stabilit limite superioare ale temperaturii în funcție de materialul izolației, trebuind ca aceste limite să fie exploatate la maximum pentru a reliza condiții de fabricație cît mai economice. La cuprul neactiv (legăturile de manevră) se constată însă o risipă de cupru în fabricație. Cu scopul stabilirii sarcinii de curent permise, mașinile electrice se împart în patru grupe (construcție deschisă sau capsulată, cu sau fără circulație de aer, regim de funcționare continuă sau intermitentă etc.), iar apoi pentru fiecare grupă sînt arătați (în 6 grafice) curenții admiși în funcție de secțiune, de diametru sau de lățimea cuprului plat (a).

Astfel primul grafic redă pentru fiecare grupă curentul admis la fiecare grupă în funcție de secțiunea a.

Graficul 2 redă pentru fiecare grupă curentul maximal în funcție de diametrul d al conductorului.

Graficile 3 a — 3 d ne indică valoarea maximă a curentului la cuprul plat în funcție de lățimea a; parametrii fiind diferitele grosimi b și aceasta pentru fiecare dintre grupele 1— 4. Valorile din cele șase diagrame au fost stabilite empiric prin mai multe serii de măsurări.

Gh. C.

CZ 621.316.9 ***Dispozitive de protecţie***

CZ. 621.316.91:621.314.63

Mauersberger, Chr. **Posibilităţile de calcul ale grupurilor RC de protecţie a tiristoarelor la suprasareini** (Möglichkeiten zur Auslegung von R—C—Gliedern zum Überspanmungschutz von Tyristoren). In: Elektrie, **24**, nr. 1, 1970, p. 10—12, 12 fig., 2 tab., 5 ref. bibl.

Sînt examinate circuite, care folosesc efectul cumulării de sarcină; grupuri RC pentru limitarea supratensiunilor în transformatoarele ce lucrează în gol şi grupuri LRC pentru protecţia la supratensiuni ce provin din reţea.

Autorul a pornit de la premise cunoscute, folosind o serie de relaţii utile, deduse anterior pentru calculul inductanţelor de protecţie din anodul tiristoarelor şi pentru determinarea valorilor R şi C din grupurile de protecţie RC, conectate în paralel pe tiristoare. În acest context, este dicutat aşa-numitul „Trägerstaueffekts". Pentru cazurile concrete menţionate mai sus, s-au obţinut relaţii analitice de calcul pentru valorile LRC. După cum era de aşteptat, valorile elementelor depind de o serie de date concrete de lucru, mai ales de frecvenţă şi tensiune maximă a tiristoarelor.

Oscilogramele obţinute în cadrul investigaţiilor experimentale (tensiunea anod-catod U_{a-k} pe tiristoare, tensiunea maximă a reţelei etc.) demonstrează eficacitatea protecţiilor folosite, scoţînd totodată la iveală o serie de efecte secundare, datorate în special prezenţei grupărilor complexe LRC. Influenţa frecvenţei asupra tensiunilor pe grupurile LRC este relevată de un grafic riguros fundamental.

A.S.

CZ 621.38 ***Dispozitive semiconductoare***

CZ 621.382.333.34

Kamei, T. şi alţii. **Proiectarea şi caracteristicile tiristoarelor la 4 000 V.** (Design and characteristics of 4 000 V thyristors.). In: „Conf. Power Thyristors and Applic. London, 1969", p. 39—46, 8 fig., 3 titl. bibl. London.

Proiectarea şi fabricarea tiristoarelor de tensiuni mari cu fiabilitate ridicată este îngreunată de faptul că, pentru obţinerea unor dispozitive de calitate, parametrii principali de calcul-rezistivitatea bazei groase n, grosimea acestei baze, lungimea de difuzie şi timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în baze, — trebuie să îndeplinească unele condiţii contradictorii. Pentru calculul şi proiectarea tiristoarelor de putere, autorii au propus şi folosit o schemă de calcul optimizată, din care rezultă o serie de relaţii utile prin simplitatea lor. Parametrii de calcul, precum şi multiplele lor dependenţe concordă perfect cu datele furnizate de investigaţiile experimentale. Se arată că în dispozitivele cu o tensiune de lucru de 4 kV, timpul de viaţă al purtătorilor minoritari de sarcină în baza n trebuie să fie mai mare de 100 μs. În cazul fabricării unor asemenea tiristoare este necesar să se asigure o exactitate strict determinată a proceselor de difuzie, prin care se execută toate joncţiunile tiristorului.

Trebuie amintit că firma suedeză ASEA a pus deja, cu 2 ani în urmă, în circuit comercial un tiristor de 3,2 kV şi 145 A.

A.S.

CRONICĂ

Cea de-a XIII-a Sesiune Ştiinţifică la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" — Bucureşti

În zilele de 22—24 mai 1970 s-a desfăşurat a XIII-a sesiune de comunicări a cadrelor didactice din Institutul politehnic-Bucureşti. Lucrările sesiunii ştiinţifice s-au împărţit pe XXIII de secţii de specialitate şi au cuprins un număr de circa 450 lucrări prevăzute în program dintre care peste 50 în domeniul electrotehnicii teoretice şi al maşinilor electrice. Comunicările prezentate în aceste domenii se referă la următoarele probleme:

„Studiul cîmpului electromagnetic în medii fluide conductoare aflate în mişcare uniformă rectilinie şi calculul forţelor ce se exercită asupra fluidului" de *A. Timotin.* şi *A. Panaitescu*;

„Parametrii tranzitorii ai liniilor bifilare în prezenţa ecranelor electromagnetice cilindrice" de *A. Ţugulea* şi *Gh. Costache*;

„Expresii generale ale potenţialului vector pentru cîmpurile magnetice cvasistaţionare cu simetrie axială" de *I. Ciric*;

„Pătrunderea cîmpului magnetic într-un semispaţiu conductor feromagnetic cu caracteristica de magnetizare liniarizată pe porţiuni" de *F. Spinei*;

„Stabilitatea arcului electric de sudură tratat cu oscilaţii acustice" de *P. Sonea*;

„Parametrii locali de timp ai proceselor de difuzie" de C. Mocanu;

„Cîmpul magnetic staţionar al unui fir paralel cu o placă infinită" de *C. Mocanu*;

„Asupra unei teoreme referitoare la creşterea rezistenţei electrice datorită efectului magnetorezistiv geometric" de *C. Şora* (.I.P.T.);

„Multiplicator de frecvenţă cu traductoare magnetorezistive" de V. Lăpuşan şi *S. Teodor* (I.P.T.);

„O metodă de analiză a circuitelor electrice neliniare de curent continuu" de *F. Spinei*;"

„O soluţie aproximativă a problemei de cîmp plană pentru o placă semiconductoare de o geometrie finită oarecare alimentată în c.c. prin două contacte metalice periferice de extensiune cunoscută" de *UWE Grün* (I.P.T.);

„Asupra funcţiilor reale de tip cosinus definite de grup" de B. Cristici (I.P.T.) şi *M. Kiss, Mednyanszky* (I.P.T.);

„Pulsaţii parazite introduse de cuplajele mecanice cu elasticităţi de mase excentrice şi jocuri" de *L. Oberst* şi *B. Oprendeck* (Electrobanat Timişoara);

„Studiul reflectorului paraboloidic cu sursă de lumină exfocalizată axial" de *L. Oberst* şi *A. Iakobovits* (Electrobanat Timişoara);

„Formule topologice în circuite cu parametri modificabili" de *F. Spinei*;

„Rezistenţa tranzitorie de stricţiune la cuplarea contactului liniar" de *N. Cristea*;

„Limitarea curenţilor de scurtcircuit în cazul defectelor nesimetrice cu puneri la pămînt" de *A. Cristovici, M. Dănilă* şi *M. Stein* de la I.S.P.E.;

„Modelarea electrocinetică a cîmpului electromagnetic cvasistaţionar în medii conductoare" de *A. Moraru* şi *C. Bălă*;

„Elementul electromagnetic de circuit" de A. Timotin;

„Studiul multiplicatorului liniar activ şi circuitele sale echivalente faţă de mai mulţi poli" de *C. Mihăileanu* de la ICENERG;

„Contribuţii la analiza circuitelor liniare în regim permanent periodic" de *F. Marcovici* (Universitatea din Craiova);

„Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului cilindric plin" de *V. Hortopan*;

„Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular" de *V. Hortopan*;

„Algoritmizarea calculului regimurilor nesimetrice din rețelele electroenergetice" de *E. Pololea, M. Nemță* și *C. Toader*;

„Algoritme pentru calculul matricelor trifazate în regim nesimetric" de *E. Pololea* și *C. Toader*;

„Contribuții la studiul optimizării electrificării căilor ferate cu ajutorul modelării matematice" de *A. Popa* și *A. Carabulea*;

„Contribuții la studiul premiselor informaticii decizimale" de *A. Carabulea, Gh. Rușitoru* și *Gh. Anton*;

„Calculul automat al miezului transformatorului, cu ajutorul calculatoarelor electrice" de *A. Moraru* (I.P.B) și *S. Cahner, P. Onica, F. Dăscălescu* (I.C.P.E.);

„Modelul electrocinetic pentru studiul cîmpului magnetic de dispersie din transformatoare" de *C. Bălă* și *A. Moraru*;

„Teorema energiei reactive a conversiunii electromecanice" de *V. Nedelcu*;

„Criterii de similitudine și calculul releelor magnetice fără contact" de *M. Sand, A. Crăciunescu* și *S. Bucurenciu*;

„Cuplul datorat nesimetriilor din circuitul de sincronizare în schema indicator cu selsin" de *N. Ștefănescu*;

„Cu privire la determinarea experimentală a parametrilor selsinelor monofazate pentru funcționarea în regim indicator" de *M. Ionescu*;

„Motorul trifazat cu histerezis cu cîmp radial" de *N. Galan*;

„O nouă tratare teoretică a motorului asincron liniar cu indicator scurt avînd conexiunea serie a bobinajului" de *Radu George Andrei*;

„Cîmpul magnetic la mașinile electrice cu întrefier uniform" de *N. Galan*;

„Dispozitiv și procedeu de verificare a simultaneității la închidere a contactelor unui întreruptor de înaltă tensiune" de *D. Comșa* și *T. Oniu* (I.P.Cluj);

„Program pentru determinarea limitei stabilității motorului sincron la frecvențe joase cu calculator numeric" de *E. Micu* (I.P. Brașov);

„Încălzirea contactelor electrice la suprafață" de Gh. Hortopan;

„Reglarea numerică a proceselor industriale cu limitare" de *Gh. Tunsoiu*;

„Circuit rezistiv cu indicator diferențial de nul pentru măsurarea impedanțelor în coordonate rectangulare" de *M. Crețu* (I.P. Iași);

„Caracteristicile mașinilor electrice cu poli înecați cu comutator electronic" de *R. Măgureanu*;

„Un nou tip de selsin fără contacte" de Bucurenciu;

„Dinamica acționărilor electrice continue cu restricție" de S. Atanasiu;

„Criteriile de similitudine și calculul dublorului de frecvență Ioly-Epstein" de *A. Crăciunescu* și *C. Ghiță*;

„Studiul teoretic și experimental al mașinii sincrone cu poli aparenți în regim permanent, alimentată printr-un comutator electronic" de *R. Măgureanu*.

„O metodă de aproximații succesivă aplicată la studiul sensibilității maxime a punții Wheastone în curent alternativ" de *M. Ionescu*;

„Caracteristici de funcționare ale transformatoarelor de curent inductive în regim tranzitoriu" de *P. Manolescu*.

„Contribuții la îmbunătățirea caracteristicilor motoarelor automobilelor electrice" de *R. Măgureanu*;

„Unele aspecte legate de proiectarea servomotoarelor asincrone bifazate cu rotor în forma de pahar" de S. Cănescu;

„Asupra utilizării teoriei similitutudinii pentru studiul descărcării corona" de *G. Drăgan*.

Discuțiile purtate în secțiile de specialitate au scos în evidență conținutul inedit al lucrărilor, caracterul lor original, acuratețea și nivelul de prezentare și tratare a majorității subiectelor abordate. În cadrul secțiilor din domeniul electrotehnicii au prezentat comunicări o serie de cadre didactice tinere și vîrstnice din institutele de învățămînt superior din Timișoara, Cluj, Brașov, Iași și Craiova. Nu a lipsit nici aportul specialiștilor din producție și a celor din cercetări. Astfel s-au remarcat sub aspectul prezenței meritorii unele comunicări de la I.S.P.E., ICENERG, I.C.P.E. și de la Electrobanat-Timișoara.

Schimbul de experiență și de opinii care a avut loc cu această ocazie, a scos în evidență potențialul de cercetare din institut, atît al cadrelor tinere, cît și al celor cu o bogată experiență la catedră. Temele tratate se înscriu atît în domeniul cercetării fundamentale cît și al celei aplicate și atacă o serie de probleme noi care îmbracă tematici interdisciplinare și răspund la o serie de chestiuni ridicate de practică.

Este de remarcat faptul că în cele mai multe cazuri aspectele tehnice nu au fost rupte de cele economice ceea ce a permis să se injecteze conceptul de optim la nivelul cercetărilor cu caracter aplicativ.

Ținîndu-se seamă de tematica largă abordată pe cuprinsul unor secții și de bogăția de lucrări și colaboratori din învățămînt, cercetare și producție s-a emis ideea că asemenea confruntări pe tărîmul științifico-tehnic să-și lărgească sfera de preocupări specifice unor anumite domenii de specialitate astfel încît în viitor să se organizeze sesiuni științifice lărgite pe țară cu participare internațională. O asemenea măsură vine să ateste și să generalizeze o experiență pozitivă cîștigată în acest domeniu de diferite institute de cercetare și chiar de institutul politehnic București cu ocazia organizării conferințelor naționale cu participarea specialiștilor din alte țări.

Conf. dr. ing. *Anatol Carabulea*

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU ; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. M. OPAȘCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Măndinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5732 *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

41 400

INHALTSVERZEICHNIS

DK 536.21 + 538.54 : 621.3.011.6.001.24

Mocanu, C. I. : **Beiträge zum Studium der Zeit parameter von Strenungserscheinungben.**
Electrotehnica **18**, H. 10, Okt 1970, S. 365–375

Im ersten Teil des Aufsatzes definiert und berechnet man die Zeit parameter zur Schätzung der Daner der transitorischen Diffusion im Halbraum, die Platte mit unendlicher Längs — und Querausdehnung, den Kreiszylinder, das Kreiszylinderrohr die Kugel und die Kugelschale, die Kreiszylinder-und die Kugelhöhlung. Im zweiten Teil der Arbeit behandelt mangewisse Eigenschaften und Anwendungen, im dritten Teil werden die Ergebnissebesprochen.

DK 621.318.435.2 : 621.373.414

Suchar, Z., Creţu, Adr. und *Şerban, Gh.* : **Beiträge zum Studium des ferroresonanten Reihenkreises.**
Electrotehnica **18**, H. 10, Okt 1970, S 376–381

Man untersucht theoretisch und experimentall das Verhalten des ferroresonanten Reihenkreises bei der Vormagnetisierung des ferromagnetischen Kernes der Spule in einem gleichmässigen magnetischen Aussenfeld. Danach werden gewisse Eigenheiten dieses Kreisesverglichen mit dem Fall, dass die Varmagnetisierung durch eine sich auf dem Kernbefinden den und mit Gleichstrom gespeisten Stenerspule erzeugt wäre, hervargehoben.

DK 621.318.2.002

Cedighian, S., : **Der Werdegang der Dauermagnete in den letzten zwei Jahrzehnten.**
Electrotehnica **18**, H. 10, Okt 1970, S. 382–389

Bei den Magneten aus Alnicolegierungen einfacher Formen, die gewisse Abmessungen nicht überschreiten, gelang es dank farlgeschrittener Technologien erhöhte magnetische Energien zu erhalten, die aber von den laboratoriumergebnissen entfernt sind. Wir schätzen für die nahe Zukunft beigewissen Legierungen eine Erhöhung der magnetischen Energie bis zu 10 MGsOe Der wichtigste und neueste Fortschritt ist den Magneten zwischenmetallischen Stoffen auf Grund von $CeCo_5$, vor allem Sm CO_5 zuzuschreiben ; mit Hilfe dieser letzten Verbindung gelang es magnetische Höchstenergien von 18 und sogar 20 MGsOe zu erzielen. Die nächste zukunft winder zligen ob der Preis seltener Erden eine Grosserienherstellung von Magneten aus solchen Verbindungen gestattenwird.

DK 621.3.014.32 : 538.313 : 621.316.57

Herşcovici, B. : **Die elektrodynamischen Kräfte zwischen zwei parallelen, leitenden Stangen, rechteckigen Querschnittes, die unsymetrisch liegen.**
Electrotehnica **18**, H. 10, Okt 1970, S. 390–394

Abgeleitet wird der allgemeine Ausdruch der spezifischen elektrodynamischen Kraft pro Längeneinheit zwischen zwei parallelen Stangen rechteckigen Querschnittes und unendlicher Länge, die von stationären Strömen durchflossen werden und unsymetrisch liegen, eine auf der kleinen, die andere auf der grossen Kante. Man berechnet die nummerischen Korrektionskoeffizienten für zwei öfters angetroffene Fälle aus dem Bereich der elektrischen Kommutierungsapparate.

DK 621.316.925.43.00$_4$

Panait, V., Titz, Gh. und *Truşcă, V.* : **Rechnungsbeziehungen bei den Induktionsmechanismen mit Kurzschlusswindungen.**
Electrotehnica **18**, H. 10, Okt 1970, S. 395–400

Der aufsatz bezieht sich auf die Bestiummung des Drehmomentes bei Induktionsvarriechtungen, der bei der Herstellung von Relais und Auslössern mit Abhängigkeitscharakteristik. Auf der Kurzschluss windung gelangt man zu einem Ausdruck des Drehmomentes als Funktion der Windungsparameter.

Man zeigt die Aenderungsart des Drehmomentes als Function der Phasenverschiebunge mit der Bemerkung dass es einen Bestwert gibt, bei dem das Drehmoment einen Höchstwert erreicht. Mit Hilfe der Oszillogramme werden die Phasenverschiebungen in verschiedenen Fällen mittels eines magnetischen Kernesgemessen.

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● CHRONIK

CONTENTS

DC 536.21 + 538.54 : 621.3.011.6.001.24

Mocanu, C. I. : **Contributions to the study of the time parameters of diffusion phenomena.**
Electrotehnica **18**, nr. 10, oct 1970, p. 365–375

In the first part of the paper are defined and calculated the time parameters for estimating the duration of semispace diffusion transitory processes, the plate with infinite lenght and width extension, the circular cylinder, the circular cylindrical tube, the sphere and sphaerical cover, the cylindrical circular and sphaerical cavities. In the second part, some properties and applications are examined and the third part contains a discussion of the results.

DC 621.318.435.2 : 621.373.414

Suchar, I., Creţu, Adr. and *Serban, Gh.* : **Contributions to the study of the series ferroresonant circuit.**
Electrotehnica **18**, nr. 10, oct 1970, p. 376–381

The behaviour of the series ferroresonant circuit to the premagnetization of the ferromagnetic core of the coil with a continous, external magnetic field is studied theoretically and experimentally and some peculiarities of this circuit are emphasized and compared to the case when premagnetization would be achieved with a control coil disposed on the core and fed with continuous current.

DC 621.318.2.002

Cedighian, S. : **The evolution of the permanent magnets during the last two decades.**
Electrotehnica **18**, nr. 10, oct 1970, p. 382–389

In the magnets from Alnico alloys with simple forms, which are comprised between certain dimensions, it has been possible to obtain, by up-to-date technologies, increased magnetic energies which are however far from those resulting in laboratories. The author estimates that an increased magnetic energy will be achieved in the near future with some alloys, up to 10 MGsOe. The most important and recent evolution ist that of the magnets from intermetallic compounds based on $CeCo_5$, especially $SmCo_5$; with the latter compound, record magnetic energies of 18 and even 20 MGsOe have been obtained. The near future will show us if the cost price of rare earths will allow the fabrication in big series of the magnets from these compounds.

DC 621.3.014.32 : 538.313 : 621.316.57

Herşcovici, B,. : **The electrodynamic forces between two parallel conductor bars with rectangular section disposed asymmetrically.**
Electrotehnica **18**, nr. 10, oct 1970, p. 390–394

The general expression is determined of the specific electrodynamic force per length unit between two parallel bars with rectangular section and infinite length, crossed by stationary electric currents and disposed asymmetrically, one on the small size and the other on the big size. The numerical correction coefficients are calculated for two cases met with more frequently in switchgear units.

DC 621.316.925.43.004

Panait, V., Titz, Gh. and *Truşcă, V.* : **Calculus relations in the induction mechanisms with short-circuit turns.**
Electrotehnica **18**, nr. 10 oct 1970, p. 395–400

The paper deals with the determination of the torque in induction mechanisms, used in the construction of the relays and releasers with independent characteristics. On the basis of the short-circuit turn theory, a relation is established between the rotation couple and the parameters of the turn. The way in which the couple varies as a function of phase difference is pointed out and it is shown that on optimum value exists at which the couple acquires a maximum value. By means of the oscillograms, one measures the phase differences in different situations, the magnetic core of a relay being used this end.

REVIEWS ● REPORRS ● CHRONICLE

SOMMAIRE

CD 536.21 + 538.54 : 621.3.9011.6.001.24

Mocanu, C. I. : **Contributions à l'études des paramètres de temps des phénomènes de diffusion.**

Electrotehnica **18**, no. 10, oct. 1970, p. 364–375

Dans la première partie de l'ouvrage on définit et l'ion calcule les paramètres de temps pour évaluer la durée des processus transitoires de diffusion en demi-espace, la plaque à extension infinie en longueur et en largeur, le cylindre circulaire, le tube cylindrique circulaire, la sphère et le revêtement sphèrique, les cavités circulaire et sphèrique. Dans la seconde partie on examine certaines propriétés et applications et dans la troisième partie on discute les résultats.

CD 621.318.435.2 : 621.373.414

Suchar, I., Creţu, Adr. et *Serban, Gh.* : **Contributions à l'étude du circuit ferrorésonant série.**

Electrotehnica **18**, no. 10, oct. 1970, p. 376–381

On étudie théoriquement et pratiquement le comportement du circuit ferrorésonant série lors de la pré-magnétisation du noyau ferromagnétique de la bobine avec un champ magnétique continu, exterieur, et on met en évidence certaines particularités de ce circuit en comparaison avec le cas lorsque la pré-magnétisation serait réalisée par une bobine de commande, montée sur le noyau et alimentée avec du courant continu.

CD 621.318.2.002

Cedighian, S. : **L'évolution des aimants permanents pendant les deux dernières décades.**

Electrotehnica **18**, no. 10, oct. 1970, p. 382–389

Pour les aimants en alliages Alnico, ayant des formes simples et se situant dans certaines dimensions, on a pu obtenir, grâce à des technologies avancées, des énergies magnétiques accrues, mais qui sont encore loin de celles réalisées dans les laboratoires. Nous apprécions que dans un avenir proche l'énergie magnétique poura être accrue, en ce qui concerne certains alliages, jusqu'à 10 MGsOe. L'évolution la plus importante et la plus récente revient aux aimants formés de components intermétalliques à base de $CeCo_5$, et spécialement à base de $SmCo_5$; avec ce dernier component on a enregistré des énergie magnetiques record, de 18 et même de 20 MGsOe. L'avenir proche va nous démontrer si le prix de revient des terres rares permettra une fabrication en grandes séries des aimants à partir de ces components.

CD 621.3.014.32 : 538.313 :

Herşcovici, B. : **Les forces électro-dynamiques entre deux barres conductrices parallèles, à section quadragulaire, disposées nonsymétriquement.**

Electrotehnica **18**, no. 10, oct. 1970, p. 390–394

On détermine l'expression générale de la force électrodynamique spécifique sur l'unité de longueur entre deux barres parallèles à section quadrangulaire et longueur infinie, parcourues par des courants électriques stationnaires et disposées non-symétiquement, l'une sur le coté le plus court et l'autre sur le coté le plus long. On calcule les coefficients numérique de correction pour deux cas rencontrés plus frequemment dans les ansambles d'appareils électriques de commutation.

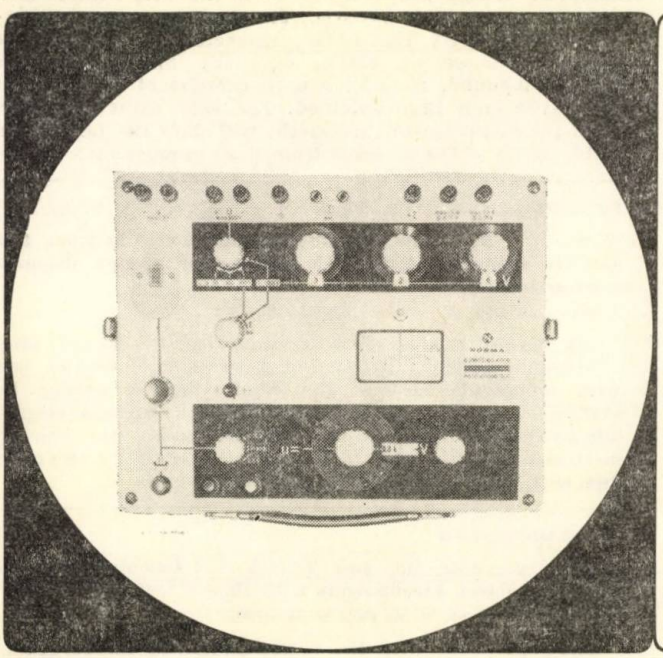
CZ 621.316.925.43.004

Panaite, V., Titz, Gh. et *Truşcă, V.* : **Relations de calcul pour les mécanismes d'induction à spires en court-circuit.**

Electrotehnica **18**, no. 10, oct. 1970, p. 395–400

L'article se réfère a la détermination du couple moteur des mécanisme d'induction, utilisé dans la construction des réseaux et es déclanchateurs à caractéristique dépendante. Basé sur la théorie de la spire en court-circuit, on aboutit à une relation du couple de rotation par rapport aux paramètres de la spire. On indique la manière de varier la couple, par rapport au déphasage, tout en observant qu'il existe une valeur optima à laquelle le couple obtient la valeur maxima. A l'aide des oscillogrammes on mesure les déphasages dans différents situations, en utilisant le noyau magnétique d'un relais.

COMPTES-RENDUS ● RÉFÉRATS ● CHRONIQUE



technischer kompensator

Pentru informaţii mai precise vă stă la dispoziţie secţia noastră de vînzare, precum şi prospectele PM 4101/1D !

NORMA

Un produs de calitate

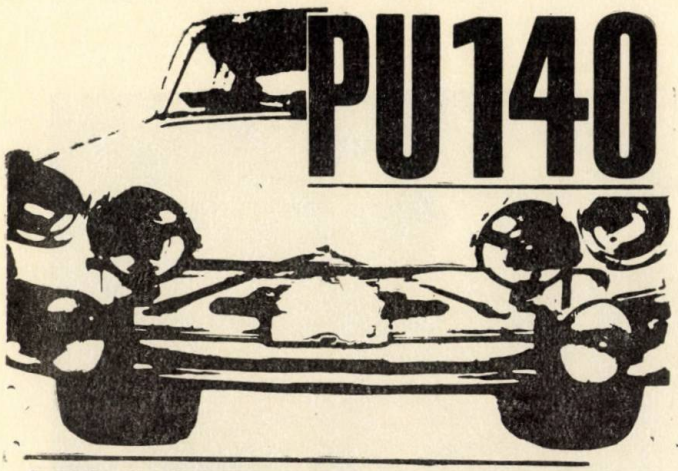
NORMA

Fabrik elektrischer Messgeräte
Gesellschaft m.b.H.
A-1111 Wien, Postfach 88
Fickeysstrasse 1—11

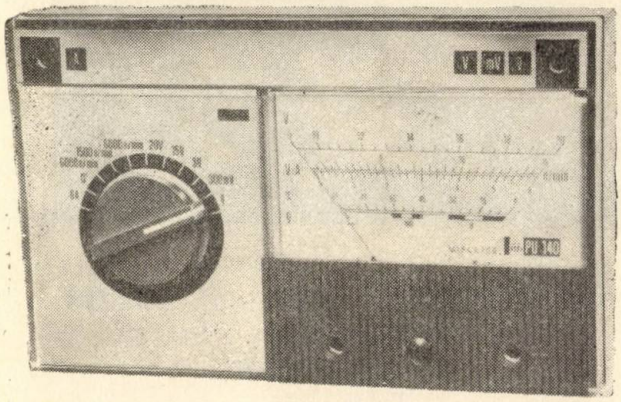
Pentru măsurarea precisă a tensiunilor continue de la 1,5 la 800 V, a curentului continuu pînă la 7,5 A şi a rezistenţelor. Pentru controlul voltmetrelor, a ampermetrelor şi watmetrelor de curent continuu.

Nu sînt necesare accesorii, toate fiind integrate, dispunere clară, deservire comodă, permanent gata de funcţionare, construcţie robustă.

PUBLICOM



DIN FOARTE MULTE MOTIVE CONDUCĂTORII AUTO PREFERĂ PU 140



Pentru măsurarea cu precizie a principalelor mărimi electrice care asigură buna funcționare a motorului cu aprindere prin scînteie ca și pentru funcționarea fiabilă a automobilului dv., a fost construit acest instrument simplu și cu dimensiuni reduse spre a fi folosit în service-urile pentru motoare. El vă va oferi o siguranță deplină a fiabilității automobilului dv.

Iată cîteva caracteristici importante:

plaja de tensiuni: 0 — 300 mV, 3 V,, 15 V, 10 — 20 V
plaja de curenți: 0 — 6 A
turații: 0—1 500 rot/min; 0—6 000 rot/min
rezistența electrică: 0—100 ohms, — infinit
unghiul de conexiune a contactelor: 0—90°

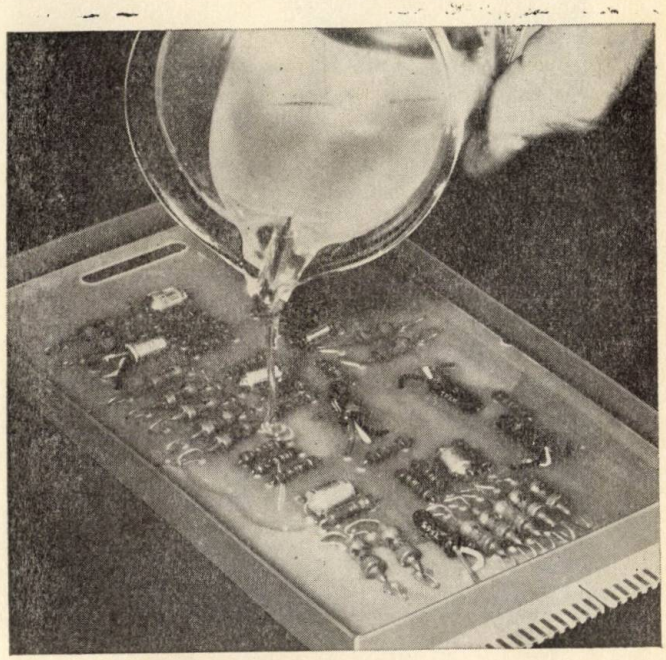
KOVO FOREIGN TRADE CORPORATION
ELECTRONICS
TŘ.DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex PRAHA 283 Tel 3801

PUBLICOM

S4668

Protecție contra vibrațiilor și umidității

Vibrațiile și umiditatea influențează funcționarea elementelor constructive electronice. Protejați deci piesele importante prin SilGel, o substanță de impregnare din silicon-cauciuc-transparent.



SilGel

are aspectul cauciucului, este rezistent la căldură și frig, protejează contra apei, prezintă rezistență la intemperii și îmbătrînire, are însușiri electrice favorabile și este bun conducător de căldură.

SilGel se poate prelucra ușor și se solidifică la temperatura mediului ambiant.

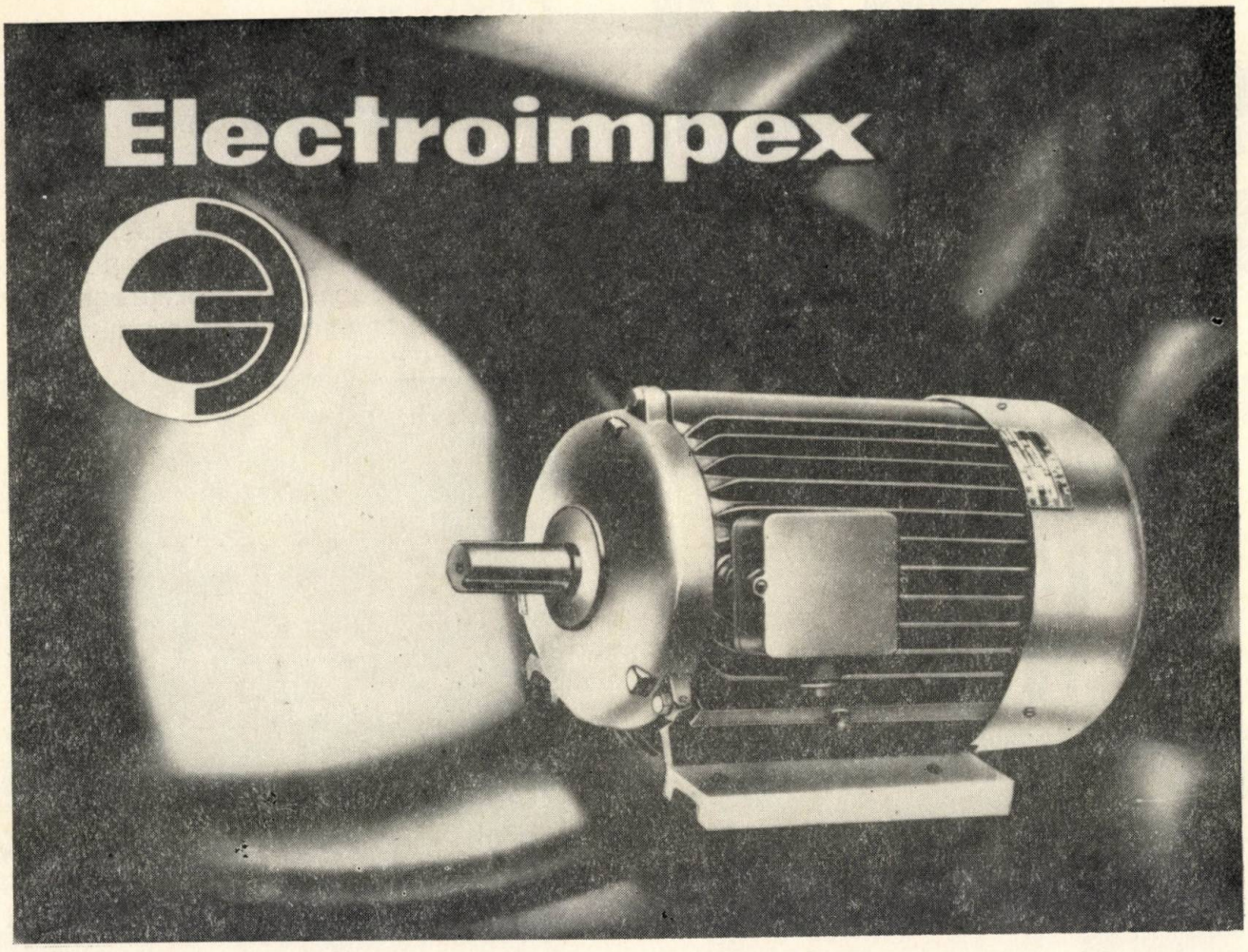
Ca materiale netransparente pentru impregnare și turnare vă recomandăm varietățile noastre verificate de silicon-cauciuc, care se pot vulcaniza la rece.

Vă stăm cu plăcere la dispoziție cu sfaturi și cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach
Republica Federală a Germaniei

PUBLICOM



ELECTROIMPEX SARL—BULGARIA
17, str. G. Washington — SOFIA
Telefon : 88-49-91
Telex : 575

EXPORTĂ:

- Motoare electrice asincrone trifazate, complet închise, din seria AO cu rotor în scurtcircuit, de 220/380V sau 380/660V, 50 perioade şi putere de 0,37 pînă la 100 kW ; vitezele sincrone de 750 — 3 000 rot/min ;
- Motoare electrice asincrone monofazate, seria EO, în gama de puteri de la 0,18 la 1,1 kW, pentru 110/220 V.

Vitezele sincrone de 1 500 şi 3 000 rot/min.

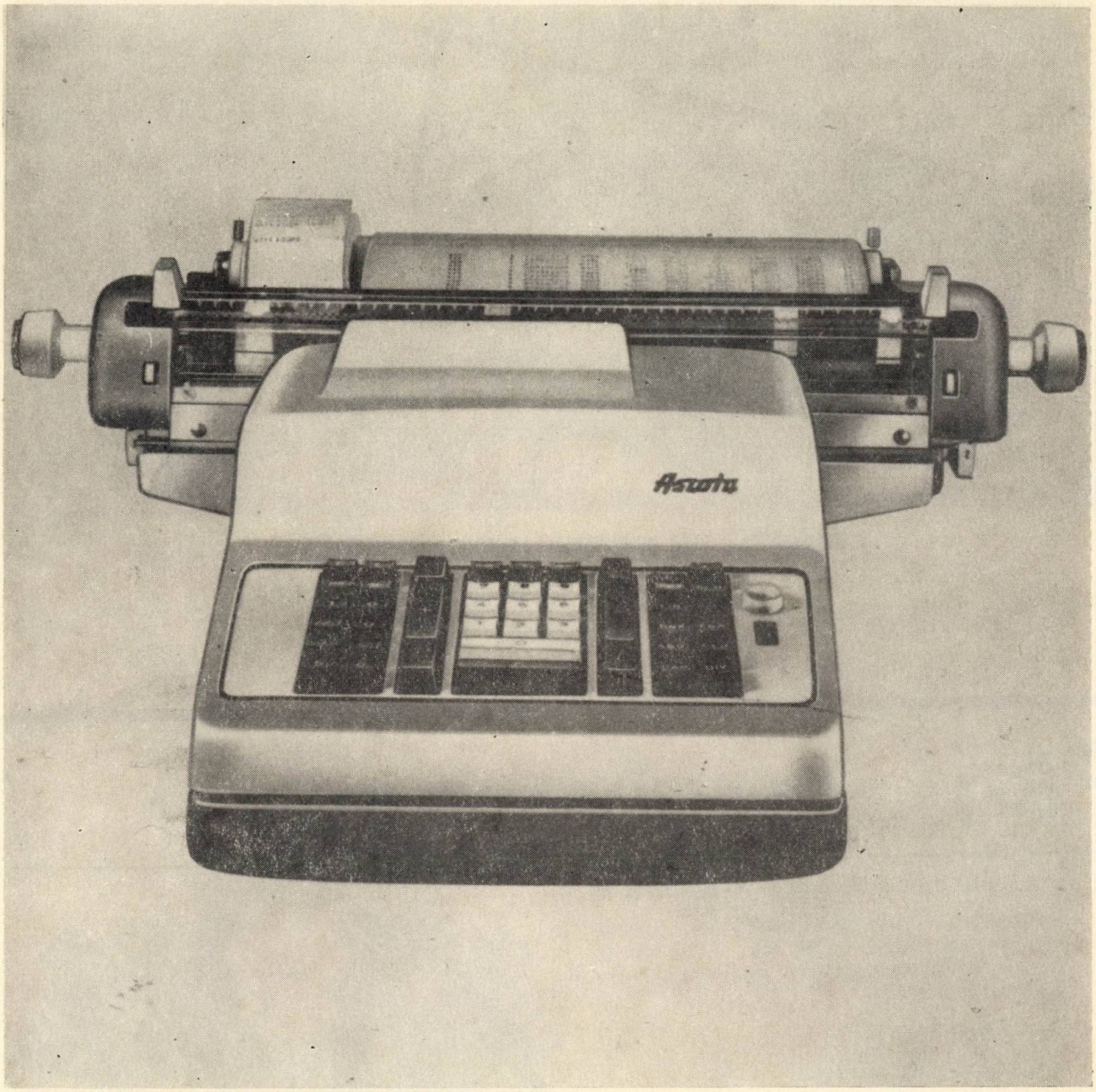
Motoarele electrice asincrone din seriile AO şi EO posedă caracteristici tehnice excelente.

Motoarele prezintă avantajul că au un cuplu de pornire relativ înalt deşi nu necesită decît un curent de apel redus.

Dimensiunile cît şi puterea motoarelor corespund exigenţelor Comisiei Electrotehnice Internaţionale — CEI — publicaţia 72-1 şi normelor franceze.

PUBLICOM

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



Automat de contabilizare, de precizie, de mare capacitate

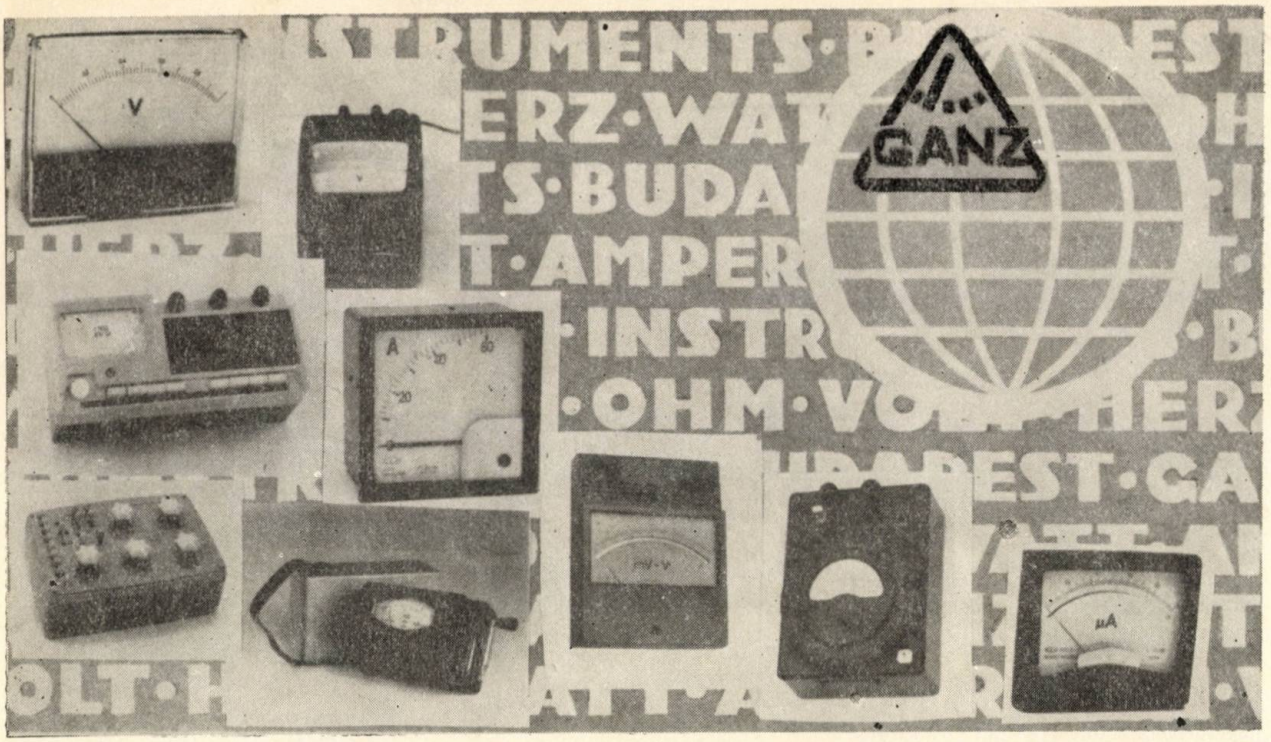
Pentru industrie, comerț, administrație, pentru toate domeniile economiei, precum și pentru cele mai mici birouri — ASCOTA 071, un automat de contabilizare, de precizie, care poate fi montat pentru a lucra independent ca automat de contabilizare cît și pentru culegerea și totalizarea datelor. Cartea sa de vizită : format mic și capacitate mare — rațional, perfect și rapid.

ASCOTA 071
— reprezintă un grad de automatizare extrem de mare
— economie de timp
— capacitate mare
produs în Republica Democrată Germană
Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive speciale.

Intrarea datelor (înregistrarea) și manipularea se efectuează cu ajutorul unei claviaturi mici, cu viteză mare de imprimare. O singură apăsare pe claviatură poate rezolva simultan 10 funcții automate. Aparatul de imprimat cu diviziuni mici permite utilizarea unor formulare mici. Deconectarea programului este posibilă pe patru programe independente, ușor de înlocuit.
Un automat care oferă avantaje. Avantaje pentru dv. !
Avantaje prin ASCOTA 071.
Vă rugăm să ne vizitați în timpul Tîrgului Internațional București de la 13 la 24.10.1970, în Pavilionul D.D.R.

PUBLICOM

Pentru viitor informaţi-vă la:



FABRICA DE INSTRUMENTE DE MĂSURĂ GANZ

Budapesta 5, căsuţa poştală 577 — Ungaria

PUBLICOM

Reprezentanţi: Tehnoimport Maşinimport Bucureşti

Pari

COMPRESOARE MICI

pentru operaţii de finisare şi în laboratoare

Compresoare cu membrană, cu putere activă constantă pînă la o presiune finală de 3,2 at şi putere de aspiraţie de 92% = 700 Torr.

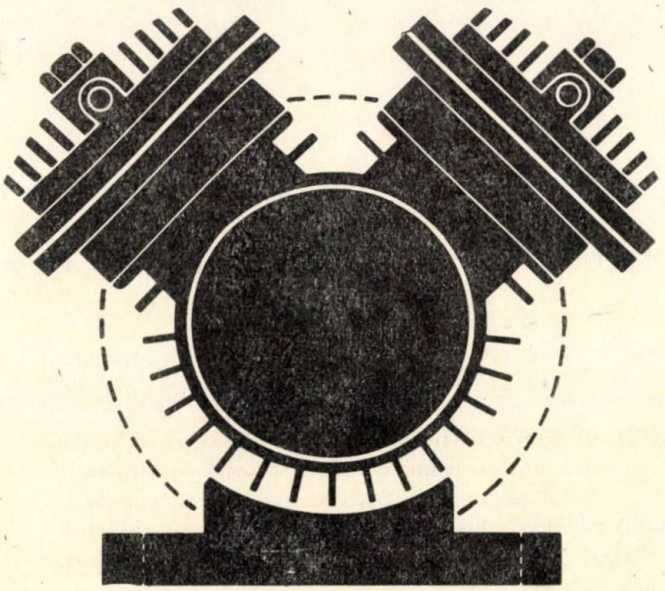
Avantajele oferite :

— Durată lungă de funcţionare
— Funcţinoare fără zgomot
— Gabarit mic
— Greutate mică
— Deservire uşoară

— Aerul comprimat nu conţine particule de ulei.

Expunem la Tîrgul Internaţional din Bucureşti

Prospectul este pregătit şi vi-l punem la dispoziţie, la cerere.



Republica Federală a Germaniei 6450 HANAU

ORIGINAL HANAU

QUARZLAMPEN GMBH

PUBLICOM

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA KÖZPONTI 1863

POLSERVICE

ÎNTREPRINDERE DE COMERȚ EXTERIOR

oferă

UN NOU TIP DE ELECTROD DE SUDURĂ PRIN PUNCTE

pentru

sudarea cu precizie a elementelor componente ale diferitelor instrumente, aparate de măsurat, mecanisme de ceasornic, aparate de radio și TV etc.

TIPUL ELECTRODULUI PERMITE:

- sudarea elementelor făcute din diferite metale printr-o metodă simplificată
- înlocuirea, în timpul funcționării, numai a vîrfului activ
- reducerea folosirii de materiale costisitoare ca tungstenul și cuprul cu pînă la 60%
- cvasi totala eliminare a rebuturilor
- o productivitate sporită a sudorilor.

Oferim de asemenea multe alte soluții tehnice interesante în domeniul electricității și electronicii precum și

SERVICII TEHNICE, cum ar fi

proiectarea și modernizarea uzinelor și a secțiilor de producție, elaborarea de proiecte de construcții și pentru fabricație, executarea de servicii de supraveghere, consultații și expertize.

Vă invităm să vizitați standul nostru din Pavilionul Polonez de la Tîrgul Internațional din București (13—25 octombrie 1970).

POL SERVICE

POLSERVICE
WARSZAWA, POZNANSKA 15
POLAND
TELEFON: 28-72-18
TELEGRAME : POLSERVICE-WARSZAWA
TELEX: 813 539 UPOL PL

PUBLICOM

1971 JAN 13

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREȘTI ● BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 ● TELEFON 31.41.00

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță, că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor Dvs, doriți standuri și metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse ? Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite

ICPE ICPE

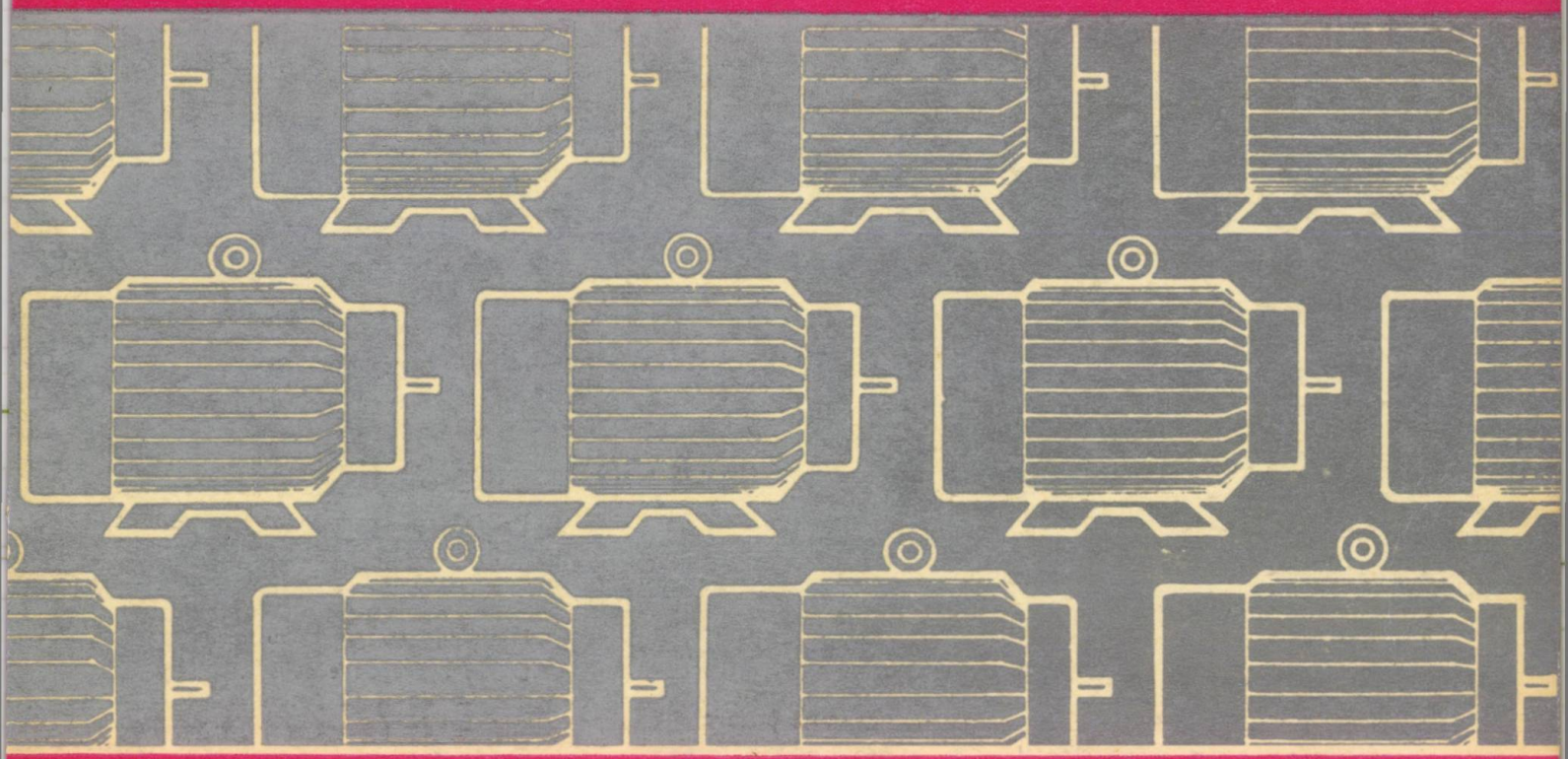
La toate aceste întrebări, ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

Telefonați la: 31.41.00.

E 2010

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 11 • NOIEMBRIE 1970

11

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR 32 ● SECTORUL 2 ● TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare de hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- — de mică putere
- — de medie putere
- — de putere

Tranzistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
- — de mică putere
- — drift de mică putere

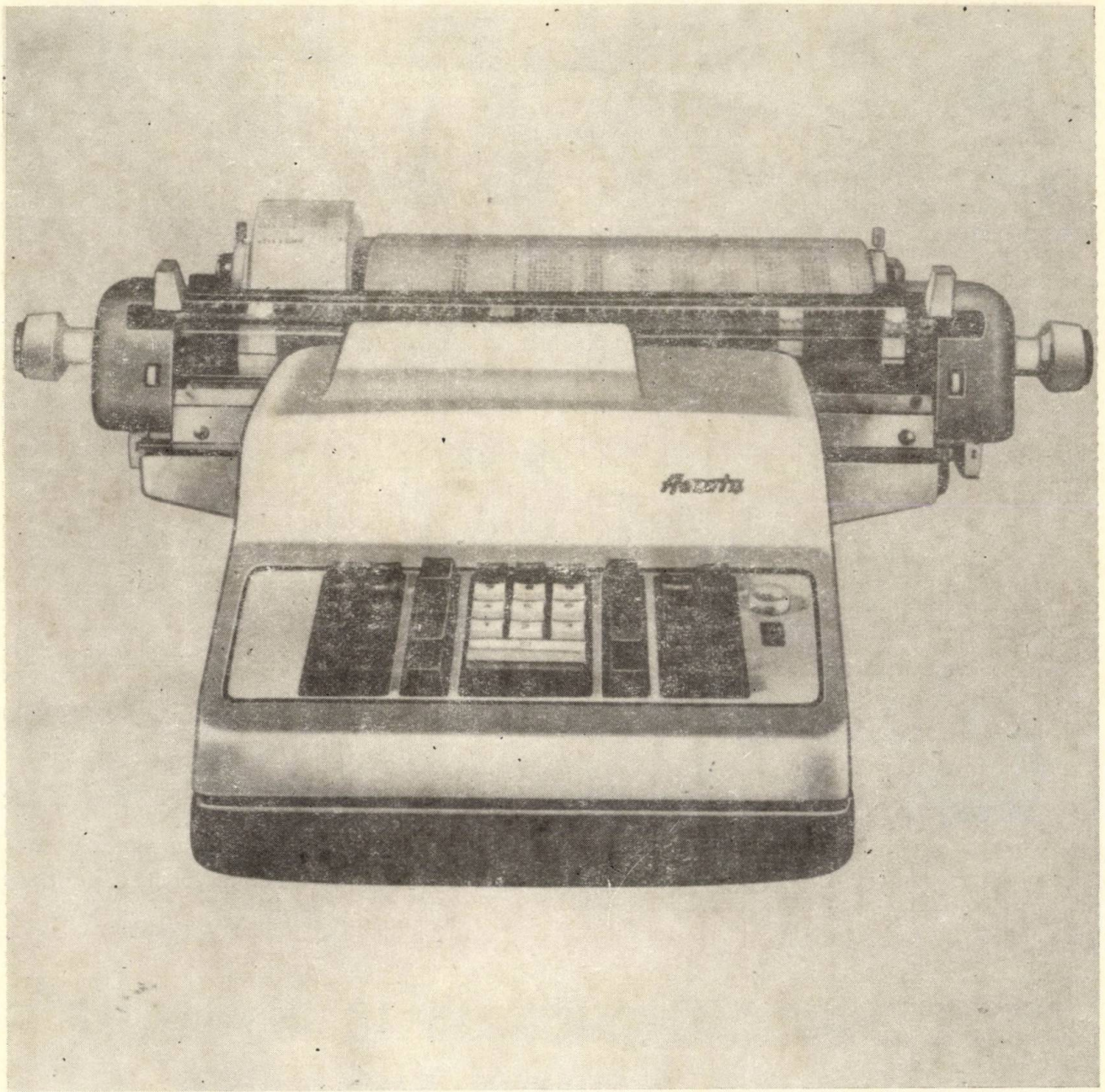
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



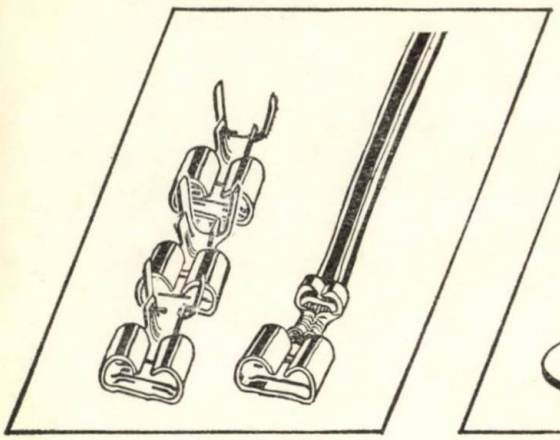
Automat de contabilizare, de precizie, de mare capacitate

Pentru industrie, comerţ, administraţie, pentru toate domeniile economiei, precum şi pentru cele mai mici birouri — ASCOTA 071, un automat de contabilizare, de precizie, care poate fi montat pentru a lucra independent ca automat de contabilizare cît şi pentru culegerea şi totalizarea datelor. Cartea sa de vizită : format mic şi capacitate mare — raţional, perfect şi rapid.

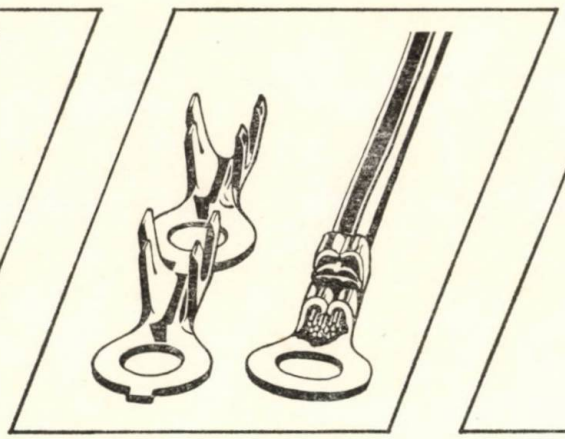
ASCOTA 071
— reprezintă un grad de automatizare extrem de mare
— economie de timp
— capacitate mare
produs în Republica Democrată Germană
Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive speciale.

Intrarea datelor (înregistrarea) şi manipularea se efectuează cu ajutorul unei claviaturi mici, cu viteză mare de imprimare. O singură apăsare pe claviatură poate rezolva simultan 10 funcţii automate. Aparatul de imprimat cu diviziuni mici permite utilizarea unor formulare mici. Deconectarea programului este posibilă pe patru programe independente, uşor de înlocuit.
Un automat care oferă avantaje. Avantaje pentru dv. !
Avantaje prin ASCOTA 071.

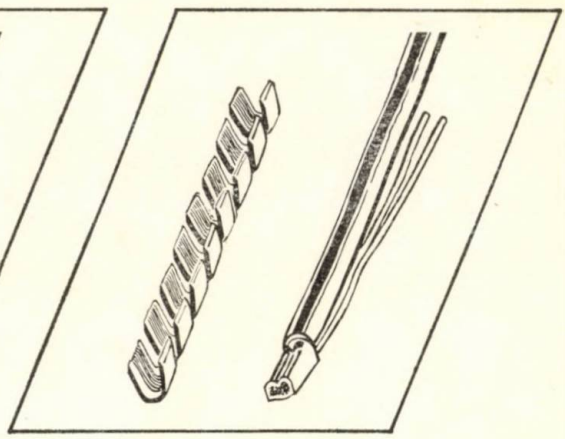
PUBLICOM



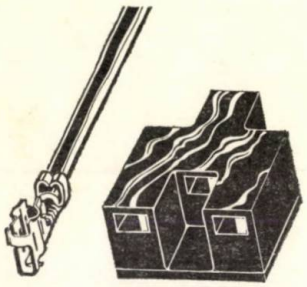
Terminali FASTON
pentru toate aplicaţiile



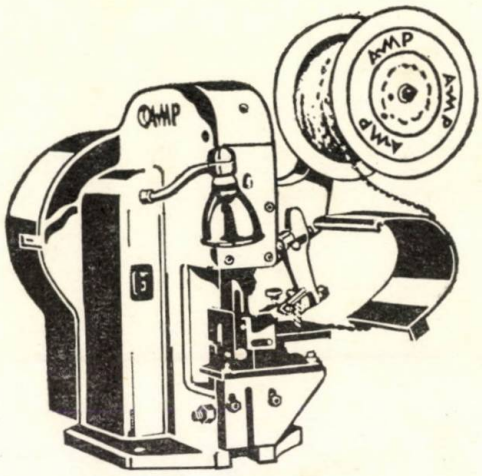
Terminali AUTOMATICI
pentru toate aplicaţiile



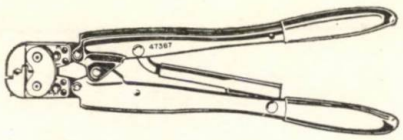
Conectori AMPLIVAR
pentru conexiunea conductorilor emailaţi în motoarele electrice



CLUSTER BLOCKS
terminali şi cutii izolante pentru sectorul electrocasnic



AMP-O-LECTRIC
maşina automată pentru agrafatura în serie



Cleşte CERTI-CRIMP
utilaj manual pentru agrafatura în mică serie, întreţinere şi reparaţii.

DINTRE 24.000 RĂSPUNSURI AMP LA PROBLEMELE DE CONEXIUNE ELECTRICĂ FĂRĂ SUDURĂ

Societatea AMP pune la dispoziţia industriilor electrice şi electronice o vastă gamă de terminali şi conectori, agrafabili la conductori cu ajutorul unei moderne tehnici de conexiune electrică fără sudură, rapidă, sigură şi economică. Maşinile automate şi semiautomate AMP permit obţinerea unor ritmuri productive superioare la 3000 conexiuni/oră, pentru mici volume de producţie sînt eficiente utilajele manuale. În plus, AMP oferă clientelei sale o asistenţă tehnică de deosebită competenţă, de real ajutor utilizatorului în alegerea soluţiilor optime, pentru cele mai diverse aplicaţii.

32 stabilimente distribuite pe întreg globul, condiţionează o distribuţie capilară a produselor AMP şi asigură oriunde o absolută omogenitate şi continuitate a producţiei şi întreţinerii.

O uşoară reperabitate şi a părţilor de schimb, o atentă consultaţie în aplicarea produselor, o optimă asistenţă tehnică şi în sfîrşit, o experienţă de 30 de ani în sectorul conexiunilor electrice fără sudură, reprezintă cea mai sigură garanţie în utilizarea produselor AMP

AMP

AMP Italia S.p.A. **Sede: 10093 COLLEGNO (Torino) - C.so F.lli Cervi 15 - tel. 78.56.56 (10 linee)**

PUBLICOM

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota

Instalație pentru culegerea datelor, avînd mari perspective de viitor

Pentru industrie, comerț, administrație, pentru toate domeniile economiei, ASCOTA 071, un aparat de valoare pentru înregistrarea electronică a datelor.

Prin deconectarea racordului respectiv, dispozitivul de înregistrare a datelor poate să funcționeze ca un contabilizor independent.

ASCOTA 071

— reprezintă un grad de automatizare foarte avansat

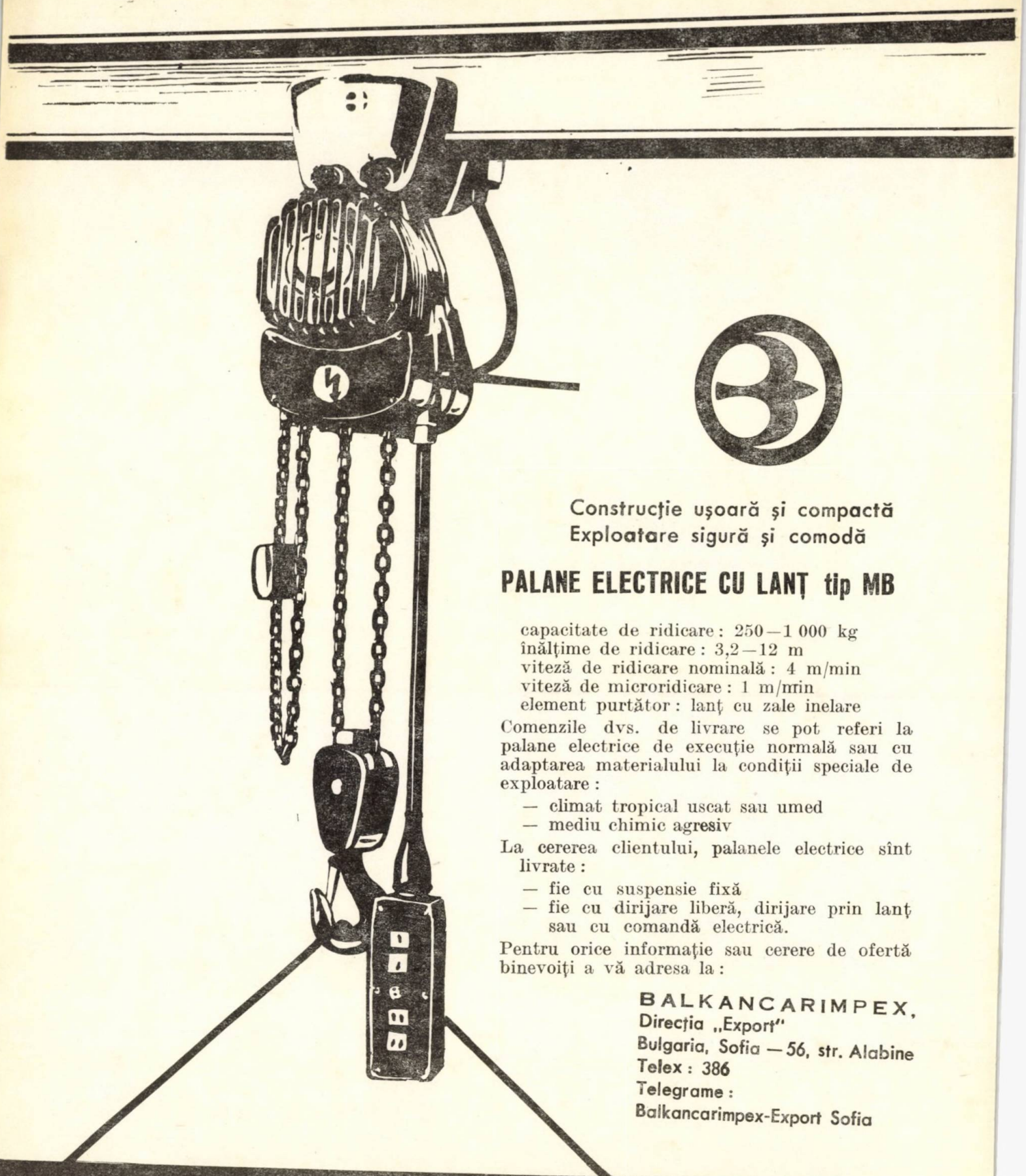
— înseamnă economie de timp și

— capacitate mare de lucru

produs în Republica Democrată Germană

Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive speciale. Înregistrarea datelor și manipularea se realizează printr-o claviatură mică, cu o viteză de imprimare foarte ridicată.

Banda perforată poate fi scoasă și aparatul de control al cifrelor poate fi racordat.



Construcţie uşoară şi compactă
Exploatare sigură şi comodă

PALANE ELECTRICE CU LANŢ tip MB

capacitate de ridicare: 250—1 000 kg
înălţime de ridicare: 3,2—12 m
viteză de ridicare nominală: 4 m/min
viteză de microridicare: 1 m/min
element purtător: lanţ cu zale inelare

Comenzile dvs. de livrare se pot referi la palane electrice de execuţie normală sau cu adaptarea materialului la condiţii speciale de exploatare:

— climat tropical uscat sau umed
— mediu chimic agresiv

La cererea clientului, palanele electrice sînt livrate:

— fie cu suspensie fixă
— fie cu dirijare liberă, dirijare prin lanţ sau cu comandă electrică.

Pentru orice informaţie sau cerere de ofertă binevoiţi a vă adresa la:

BALKANCARIMPEX,
Direcţia „Export"
Bulgaria, Sofia — 56, str. Alabine
Telex: 386
Telegrame:
Balkancarimpex-Export Sofia

balkancar

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 11, pag. 405–440 noiembrie 1970

CUPRINS

CZ 621.3.066.6 :621.3.017.7
Hortopan, Gh. : **Relaţii noi privind încălzirea contactelor electrice (II).**
Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970, p. 405–409

Un contact electric reprezintă un loc îngust. Pentru a calcula încălzirea sa în regimurile permanent şi tranzitoriu este suficient a se cunoaşte energia dezvoltată în rezistenţa de contact. La trecerea curentului alternativ, încălzirea contactului urmăreşte variaţiile curentului după relaţii stabilite în lucrare. Se arată rezultatele experimentale obţinute la trecerea curenţilor de scurtcircuit de 5kA şi 10 kA printr-un contact la diferite valori ale rezistenţei de contact.

CZ 621.313.322.044.53
Măgureanu, R. : **Studiul teoretic şi experimental al motorului sincron cu poli aparenţi, alimentată de la un comutator electronic**
Electrotehnica, **18**, nr. 11, nov. 1970, p. 410–416

Se studiază teoretic noul tip de alimentare cu energie electrică prin comutator electronic a unei maşini sincrone cu poli aparenţi. Se face teoria maşinii şi se realizează experimental noul tip a cărui funcţionare concordă cu calculele executate.

CZ 621.313.333.2.013.22
Andrei, R. : **Determinarea repartiţiei cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar cu inductorul în scurt şi conexiunea serie a bobinajului**
Electrotehnica, **18**, nr. 11, nov. 1970, p. 417–425

Motorul asincron liniar a devenit în ultima vreme obiectul atenţiei inginerilor electricieni din multe ţări. Aceasta, datorită în primul rînd modului original în care un astfel de motor poate soluţiona problema tracţiunii electrice. Ceea ce interesează în mod deosebit este determinarea repartiţiei cîmpului magnetic în întrefier, de aceasta depinzînd valoarea forţei dezvoltată precum şi forma constructivă cea mai potrivită a ansamblului. Plecînd de la ecuaţiile cîmpului electromagnetic se stabileşte în cadrul unei tratări unitare, fundamentată matematic, distribuţia cîmpului magnetic în întrefierul unei astfel de maşini. Se calculează în continuare forţa şi puterea electromagnetică dezvoltată, făcîndu-se o discuţie detaliată a rezultatelor obţinute.

CZ 621.333.077.2
Popovici, Vl. şi *Hurduc, Gh.* : **Folosirea unui motor de antrenare la probele de sarcină în opoziţie a generatoarelor de tracţiune de la locomotiva diesel electrică de 2100 CP.**
Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970, p. 426–428

În lucrare se prezintă oportunitatea folosirii unui motor de antrenare la probele de sarcină în opoziţie a generatoarelor de tracţiune LDE, soluţie adoptată pentru prima dată la standul de probă al Uzinei Electroputere — Craiova. Se dau caracteristicile constructive ale acestui motor de construcţie specială şi se arată avantajele obţinute prin folosirea acestei scheme pentru încercarea generatoarelor de tracţiune. Se insistă asupra siguranţei probelor prin eliminarea balansărilor specifice la probele de sarcină în opoziţie.

Pentru tînărul inginer
CZ 621. 34 : 621.313.2.012.6 : 621.3.016.352
Marga, Gh. : **Ipoteze simplificatoare privind studiul comportării dinamice a arborelui electric.**
Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970, p. 428–435

Dificultăţile studiului matematic al regimului dinamic al arborelui sînt provocate de faptul că funcţia de transfer a arborelui electric este de ordinul al treilea. Reducerea ordinului funcţiei de transfer la ordinul al doilea este posibilă în cazul momentelor de inerţie egale ale celor două grupe de maşini ale arborelui electric, iar funcţionarea acestuia să se facă cu încărcări apropiate de regimul de mers în gol. Ipotezele simplificatoare care permit folosirea funcţiei de transfer de ordinul al doilea sînt satisfăcătoare în majoritatea cazurilor funcţionării arborelui electric în instalaţiile industriale.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.048 :620.193.21

Rezistența climatică a izolației mașinilor electrice rotative mari. In : Elektrie, **24**, nr. 4, 1970, p. 145 — 147, 6 fig., 1 tabl., 11 ref. bibl.

CZ 621.313.13.004.4:621.316.825.2.004.14

Mutschke, W. și *Pflocksoh, H.* : **Protecția termică a înfășurărilor motoarelor electrice.** In : Elektrie, **24**, nr. 4, 1970, p. 148 — 149, 2 fig., 4 ref.

CZ 621.313.32.013.8

Kracke, G. : **Excitație cu redresoare rotative pentru motoare sincrone, condensatoare sincrone și motoare de curent alternativ alimentate prin convertor.** In : Siemens Z, **44** nr. 5, 1970 p. 305 — 309, 4 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.322.013.8

Haller, W. : **Utilizarea limitatoarelor de curent de excitație în mașinile sincrone.** In : Rev. Brown Boveri, nr. 2, 1970, p. 60—66, 6 fig. 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333.027.262.001.42

Müller, B., Frentz, A. și *Speckien, W.* : **Pornirea motoarelor asincrone de mare putere și joasă tensiune ținînd seama în special de tensiunea nominală de** 660 V. In : Elektrie, **24**, nr. 4, 1970, p. 142—144, 3 fig.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.617.4.001.4 :621.317.374

Petthoff, K. și *Bendel, W.* : **Identificarea și preevaluarea învelișurilor de email ale cablelor prin măsurarea factorului de pierderi dielectrice.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **22**, nr. 9, 30 apr. 1970, p. 205—208, 10 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621.316.11.001.24 :518.5

Battke, R. și *Graupner, G.* : **Metodă pentru proiectarea economică a rețelelor de cabluri.** In : Elektrie, **24**, nr. 4, 1970 p. 140—141, 1 fig., 1 tabl.

CZ 621.316.543.3 :621.337.2

Löcker, H. și *Naguel, M. J.* : **Dispozitiv de comutație cu tiristoare pentru gradatoarele de joasă tensiune utilizate în vehiculele motoare de curent alternativ.** In : Rev. Brown Boveri, nr. 2, 1970, p. 88—90, 3 fig.

CZ 621.316.7 — 523.8

Kintrup, H. J ; *Klingberg, H.* și *Schorpp, A.* : In : **Sistemul de semnalizare SIMATIC MS 2 cu circuite integrate.** In : Siemens Z, **44**, nr. 5, p. 286—288, 5 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.98 :699.887.2

Pfeiffer, G. și *Bernet, D.* **Influența exercitată de fire transversale situate între ramuri verticale ale protecției paratrăsnet a clădirilor înalte.** In : Elektrie, **24**, nr. 4, 1970, p. 150—151, 1 fig. 1 tabl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317.33 — 681.121.8 — 523

Löbl, H. și *Rossgotterer, R.* **Debitmetru de înaltă sensibilitate utilizînd drept traductor rezistențe cu coeficient pozitiv de temperatură.** In : Siemens Z, **44**, nr. 5, 1970, p. 309 —313 8 fig., 1 tabl.

CZ 621.317.7.087.61.003

Hederer, A. **Criterii pentru selecția instrumentelor înregistratoare rapide.** In: Siemens Z, **44**, nr. 5, 1970, p. 301—304 3 tabl. 13 ref. bibl.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 Nr. 11 București, noiembrie 1970

Relații noi privind încălzirea contactelor electrice (II)

GHEORGHE HORTOPAN * — București

În prima parte a lucrării [1] s-a tratat încălzirea contactelor electrice de suprafață în regim permanent, iar în regim tranzitoriu s-au dezvoltat aspecte privind :

— excitația treaptă de curent, rezistența de contact constantă ;

— excitația treaptă de curent, cu rezistența de contact dependentă de încălzire ;

— excitația de curent alternativ sinusoidal simetric, cu rezistența de contact constantă.

În ultimul timp lucrări de cercetare importante se ocupă cu studiul regimului termic al contactelor închise.

Astfel, Hilgarth [2] cercetează curentul limită termic pe care îl poate suporta un contact închis, în regim adiabatic Fehling [3] tratează aceeași problemă, cu aplicație la contactele întreruptoarelor ultrarapide, dar cu considerarea transmisiei căldurii prin conductivitate. Cercetări experimentale valoroase au fost făcute de Erk [4], [5] cu privire la sudabilitatea contactelor închise și la solicitările termice de scurtă durată ale acestor contacte.

O contribuție esențială în studiul încălzirii contactelor a fost adusă de acad. A. Avramescu, care a calculat pentru prima dată regimul tranzitoriu al încălzirii [6].

În această parte a doua a lucrării se calculează, în continuare, alte regimuri termice de funcționare ale contactelor în afara celor expuse în partea întîi [1] și se arată comparativ rezultatele de calcul și experimentale. În acest scop se folosește metoda de calcul originală a ipotezei de injectare a puterii disipate de contact în suprafețele frontale ale acestuia.

1. *Excitația cu curent alternativ asimetric, rezistență de contact constantă.* În acest caz curentul care trece prin contact este de forma $i = \hat{I}(1 - \cos \omega t)$, iar soluția ecuației căldurii, pentru un punct situat pe suprafața frontală a contactului este :

$$\theta_{x=0} = \frac{3 R \hat{I}}{2 A \sqrt{\pi \lambda c_1}} \left\{ \sqrt{t} - \frac{2}{3\sqrt{f}} \left[\cos \omega t \, C(\omega t) + \right.\right.$$
$$+ \sin \omega t \, S(\omega t) + \frac{1}{6\sqrt{2f}} \left[\cos 2 \omega t C(2\omega t) + \right.$$
$$\left.\left.\left. + \sin 2\omega t \, S(2\omega t) \right] \right\}, \qquad (1)$$

cu demonstrația din anexa 1. Relația (1) conține expresiile integralelor Fresnel de argument ωt și $2\omega t$

$$\left.\begin{aligned} C(\omega t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\omega t} \frac{\cos u}{\sqrt{u}} \, du \\ C(2\omega t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\omega t} \frac{\cos u}{\sqrt{u}} \, du \\ S(\omega t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\omega t} \frac{\sin u}{\sqrt{u}} \, du \\ S(2\omega t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\omega t} \frac{\sin u}{\sqrt{u}} \, du \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

Ca aplicație s-a calculat încălzirea unui contact identic cu cel definit la punctul 2.4 din [1] dar parcurs de un curent electric asimetric cu expresia.

$$i = \sqrt{2}.10(1 - \cos\omega t), \text{ kA}, \qquad (2)$$

adică de un curent de asimetrie teoretică maximă. În figura 1 s-au reprezentat curbe caracteristice încălzirii contactului în acest regim și anume : a — curentul $i = \hat{I}(1 - \cos \omega t)$; b — încălzirea contactului ; c — încălzirea co-

* Dr. ing. *G. Hortopan* este profesor la Institutul politehnic din București.

rectată, obținută prin înmulțirea ordonatelor curbei a cu raportul $\left(\frac{1,8}{2}\right)^2$; d — încălzirea produsă de curentul echivalent I_{ec} al curentului

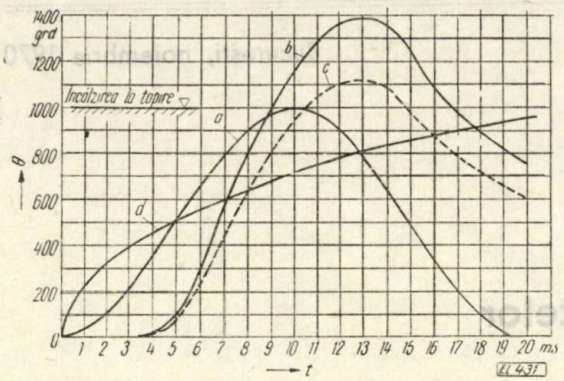


Fig. 1. Încălzirea contactului parcurs de un curent asimetric, cu R = ct.

asimetric de asimetrie teoretică maximă, $I_{ec} = 1{,}225\ I$. Din figura 1 rezultă că încălzirea contactului în acest regim va oscila amortizat în jurul valorii încălzirii produse de curentul echivalent. Curentul asimetric produce o încălzire teoretică sensibil mai mare decît încălzirea corespunzătoare produsă de curentul simetric. Cum cuprul se topește la 1083°C rezultă că încălzirea contactului poate fi de circa 1000 grd. Și acest caz prezintă interes mai mult fenomenologic întrucît pentru cazurile practice trebuie să se țină seama de variația rezistenței contactului cu încălzirea.

2. *Excitația în curent alternativ simetric, rezistența de contact dependentă de încălzire.* Pentru rezolvarea acestei probleme se utilizează integrala Duhamel

$$F(t) = K(0)\,A(t) + \int_0^t K'(t-\tau)\cdot A(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \qquad (4)$$

În adevăr, pentru excitația treaptă, se cunoaște răspunsul $A(t)$ din relația (18) din [1], căreia îi corespunde, ca reprezentare grafică curba B din figura 1 din [1]. Noua excitație este:

$$K(t) = 2\sin^2 \omega t.$$

Se obține astfel pentru ecuația (4) expresia:

$$F_D(t) = 2\omega\left[\sin 2\omega t\int_0^t \cos 2\omega\tau\cdot A(\tau)\,\mathrm{d}\tau - \right.$$

$$\left. - \cos 2\omega t\int_0^t \sin 2\omega\,\tau A(\tau)\,\mathrm{d}\tau\right]. \qquad (5)$$

Utilizarea relației (5) pentru calculul încălzirii, folosind metode analitice, este prohibitivă din cauza expresiei complicate a funcției $A(\tau)$, respectiv $A(t)$ dată de relația (18) din [1]. Pentru cazuri concrete integrala Duhamel se rezolvă utilizînd integrarea grafică. În anexa 2 s-au reprezentat calculele grafice necesare rezolvării integralei Duhamel pentru contactul prezentat la punctul 2.4 din [1], prin care trece curentul sinusoidal dat de ecuația:

$$i = \sqrt{2}\cdot 10\sin \omega t,\ \mathrm{kA}. \qquad (6)$$

În figura 2 s-au reprezentat curbele reprezentative ale încălzirii contactului după cum urmează: a — ecuația $F_D(t)\,\frac{1}{2\omega}$; b — încălzirea $F_D(t)$ a contactului pe suprafața sa frontală la trecerea curentului sinusoidal simetric dat de (6); c — încălzirea contactului pe suprafața sa frontală la trecerea curentului continuu $i = I$.

Se constată că curba a a încălzirii în regim sinusoidal și cu rezistența dependentă de încălzire urmărește oscilațiile curentului alternativ și tinde la valori mari ale timpului către curba c, a încălzirii în curent continuu. Încălzirea calculată în ipoteza rezistenței dependente de încălzire, în intervalul de timp 0—20 ms este sensibil mai mare decît încălzirea cînd nu

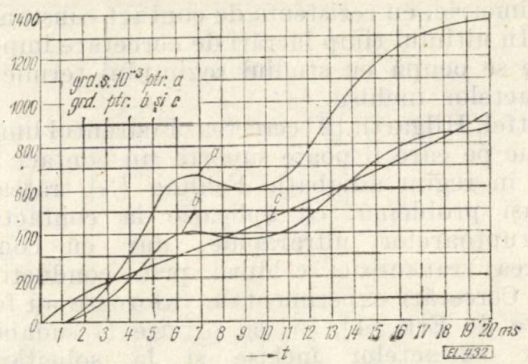


Fig. 2. Încălzirea contactului parcurs de un curent simetric cu $R = R_0\,(1 + \frac{2}{3}\alpha_R\,\theta)$.

se ține seama de această dependență și anume 880 grd, în figura 3, față de 400 grd, în figura 1, din [1].

3. *Excitația în curent alternativ asimetric, rezistența de contact dependentă de încălzire.* Rezolvarea acestei probleme se face tot cu ajutorul integralei Duhamel din relația (4). Excitația nouă are expresia:

$$K(t) = 2\,(1 - \cos \omega t)^2. \qquad (7)$$

Răspunsul $A(t)$ pentru excitația treaptă se conservă cel dat de ecuația (18), din [1] res-

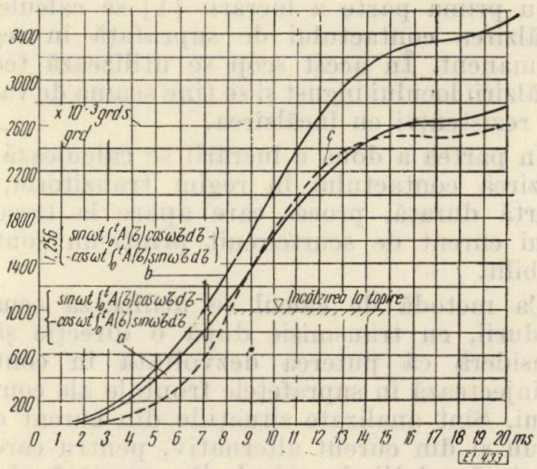


Fig. 3. Încălzirea contactului parcurs de un curent asimetric cu $R = R_p\left(1 + \frac{2}{3}\alpha_R\theta\right)$.

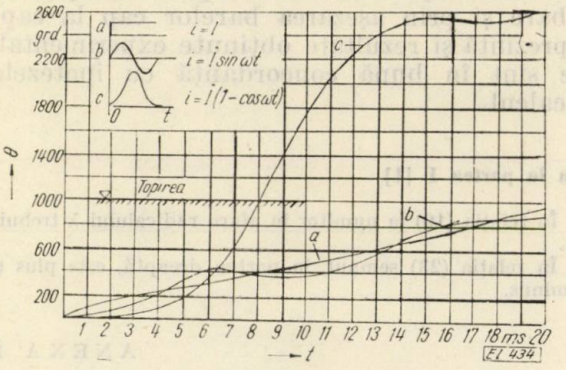


Fig. 4. Curbe de încălzire comparative cu $R = R_p\left(1 + \frac{2}{3}\alpha_R\theta\right)$.

pectiv curba *c*, figura 1, din [1]. Se obține astfel expresia încălzirii:

$$F_E(t) = 4\omega\left[\sin\omega t\int_0^t \cos\omega\tau \cdot A(\tau)\,d\tau - \right.$$

$$\left. - \cos\omega t\int_0^t \sin\omega\tau \cdot A(\tau)\cdot d\tau\right] - F_D(t), \quad (8)$$

sau mai simplu:

$$F_E(t) = 4\omega F_F(t) - F_D(t). \quad (9)$$

unde

$$F_F(t) = \sin\omega t\int_0^t \cos\omega\tau \cdot A(\tau)\,d\tau -$$

$$- \cos\omega t\int_0^t \sin\omega\tau\cdot(\tau)\,d\tau, \quad (10)$$

iar $F_D(t)$ este dat de relația (5). Și în acest caz integrala Duhamel se rezolvă grafic pentru

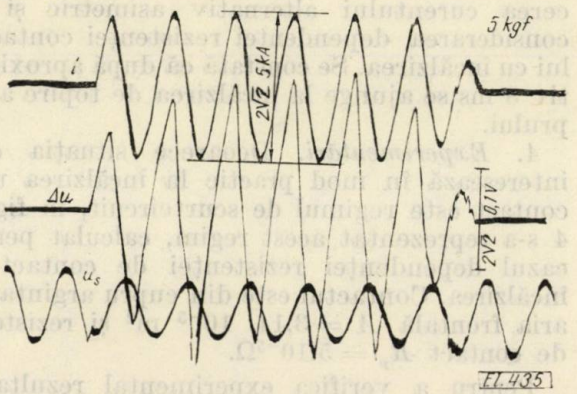


Fig. 5. Oscilogramele încercării unui contact: $A = 3{,}14\cdot10^{-5}$ m²; $R = 2{,}7\cdot10^{-5}\Omega$; i — curentul; Δu — căderea de tensiune pe contact, u_s — tensiunea sursei.

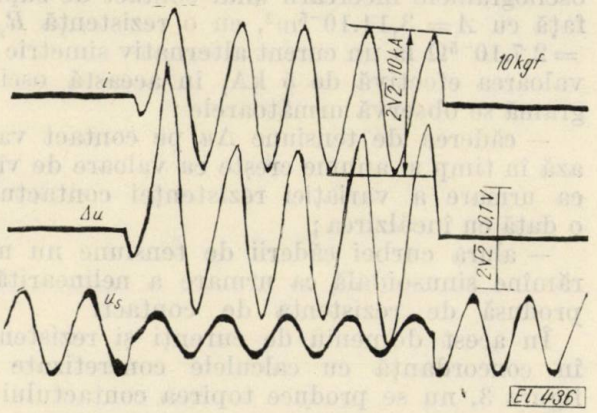


Fig. 6. Oscilogramele încercării unui contact: $A = 3{,}14\cdot10^{-5}$ m²; $R = 2{,}16\cdot10^{-5}\ \Omega$; i — curentul; Δu — căderea de tensiune pe contact; u_s — tensiunea sursei.

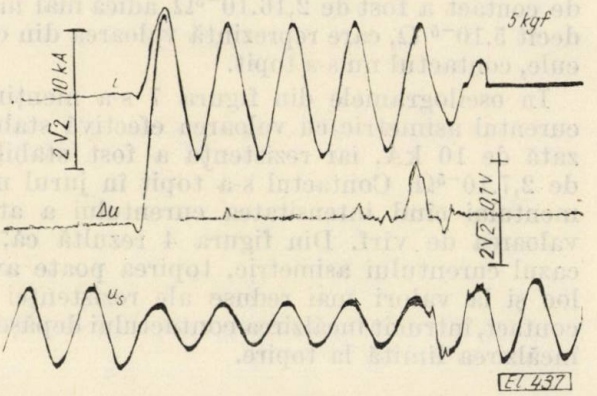


Fig. 7. Oscilogramele încercării unui contact: $A = 3{,}14\cdot10^{-5}$ m²; $R = 2{,}7\cdot10^{-5}\ \Omega$; i — curentul; Δu — căderea de tensiune pe contact; u_s — tensiunea sursei.

contactul prezentat la punctul 2.4 din [1], prin care trece curentul asimetric dat de relația (3). Calculele grafice corespunzătoare sînt reprezentate în anexa 3, iar curbele reprezentative ale încălzirii sînt date în figura 3 după cum urmează: *a* — curba $F_F(t)$, ecuația (10); *b* — curba $4\omega F_F(t)$; *c* — curba încălzirii $F_E(t)$, a contactului pe suprafața sa frontală la tre-

cerea curentului alternativ asimetric şi cu considerarea dependenţei rezistenţei contactului cu încălzirea. Se constată că după aproximativ 8 ms se ajunge la încălzirea de topire a cuprului.

4. *Experimentări.* Deoarece situaţia care interesează în mod practic la încălzirea unui contact este regimul de scurtcircuit, în figura 4 s-a reprezentat acest regim, calculat pentru cazul dependenţei rezistenţei de contact cu încălzirea. Contactul este din cupru argintat cu aria frontală $A = 3{,}14.\ 10^{-5}$ m^2 şi rezistenţa de contact $R_p = 5.10^{-5}\Omega$.

Pentru a verifica experimental rezultatele obţinute prin calcul s-au creat condiţii de experimentare cît mai apropiate de ipotezele de calcul, după cum urmează : în figura 5 se prezintă oscilogramele încercării unui contact de suprafaţă cu $A = 3{,}14.10^{-5}$m^2, cu o rezistenţă $R_p = 2{,}7.10^{-5}\Omega$ la un curent alternativ simetric cu valoarea efectivă de 5 kA, în această oscilogramă se observă următoarele :

— căderea de tensiune Δu pe contact variază în timp şi anume creşte ca valoare de vîrf, ca urmare a variaţiei rezistenţei contactului o dată cu încălzirea ;

— alura curbei căderii de tensiune nu mai rămîne sinusoidală ca urmare a nelinearităţii produsă de rezistenţa de contact.

În acest domeniu de curenţi şi rezistenţe, în concordanţă cu calculele concretizate în figura 3, nu se produce topirea contactului.

În oscilogramele din figura 6 curentul care trece prin contact are o importanţă componentă aperiodică, dar cu valoarea efectivă stabilizată tot de 10 kA. Deoarece rezistenţa de contact a fost de $2{,}16.10^{-5}\Omega$, adică mai mică decît $5.10^{-5}\ \Omega$, care reprezintă valoarea din calcule, contactul nu s-a topit.

În oscilogramele din figura 7 s-a menţinut curentul asimetric cu valoarea efectivă stabilizată de 10 kA, iar rezistenţa a fost stabilită de $2{,}7.10^{-5}\Omega$. Contactul s-a topit în jurul momentului cînd intensitatea curentului a atins valoarea de vîrf. Din figura 4 rezultă că, în cazul curentului asimetric, topirea poate avea loc şi la valori mai reduse ale rezistenţei de contact, întrucît încălzirea contactului depăşeşte încălzirea limită la topire.

Concluzii

Relaţiile existente în literatură privind încălzirea contactelor se referă la contactul punctiform. Determinarea numărului punctelor de atingere şi a dimensiunilor acestora, în cazul contactului de suprafaţă, este de multe ori imposibilă. Din această cauză autorul determină încălzirea contactului de suprafaţă plecînd de la cunoaşterea rezistenţei de contact şi a intensităţii curentului, mărimii calculabile şi măsurabile.

În prima parte a lucrării [1] se calculează încălzirea contactului de suprafaţă în regim permanent. În acest scop se utilizează teoria încălzirii locului îngust şi se ţine seama de variaţia rezistenţei cu încălzirea.

În partea a doua a lucrării se calculează încălzirea contactului în regim tranzitoriu, de scurtă durată, proces care apare la trecerea unui curent de scurtcircuit printr-un contact stabilit.

Ca metodă de calcul se utilizează ecuaţia căldurii, cu transmisie după o direcţie şi se consideră că puterea dezvoltată în contact se injectează în suprafeţele frontale ale contactului. Sînt analizate situaţiile din curent continuu şi din curent alternativ, pentru care se prezintă relaţii de calcul. Se constată că încălzirea în curent alternativ urmăreşte cu întîrziere oscilaţiile curentului după o expresie ce conţine integrala Fresnel.

Lucrarea conţine aplicaţii numerice pentru contacte de suprafaţă realizate prin suprapunere de bare şi prin aşezarea barelor cap la cap. Se prezintă şi rezultate obţinute experimental, care sînt în bună concordanţă cu ipotezele de calcul.

Erata la partea I [1]

— În relaţia (19) la numitor în afara radicalului λ trebuie şters.

— În relaţia (23) semnul, în partea dreaptă, este plus şi nu minus.

ANEXA 1.

Demonstraţia relaţiei (1). Pentru $i = \hat{I}\ (1 - \cos \omega t)$ în domeniul original :

$$\left(\frac{\partial \theta}{\partial x}\right)_{x=0} = -\frac{R\hat{I}^2}{2\lambda A}\left(\frac{3}{2} - 2\cos \omega t + \frac{\cos 2\omega t}{2}\right),$$

iar în domeniul imagine :

$$\left(\frac{\partial \theta}{\partial x}\right)_{x=0} = -\frac{R\hat{I}^2}{2\lambda A}\left(\frac{3}{2}\cdot\frac{1}{p} - 2\frac{p}{p^2+\omega^2} + \frac{1}{2}\cdot\frac{p}{p^2+4\omega^2}\right). \tag{11}$$

Constanta A_2 din relaţia (12), [1], se deduce din ecuaţiile (11) şi (24) din [1] :

$$A_2 = \frac{R\hat{I}^2 k}{4\lambda A}\left[\frac{3}{p\sqrt{p}} - \frac{4}{\sqrt{p}\,(p^2+\omega^2)} + \frac{p}{\sqrt{p}\,(p^2+4\omega^2)}\right]. \tag{12}$$

Se obţine astfel conform relaţiei (23) din [1] soluţia în domeniul imagine :

$$\Theta = \frac{R\hat{I}^2 k}{4\lambda A}\left[\frac{3}{p\sqrt{p}}\,e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x} - \frac{4p}{p^2+\omega^2}\cdot\frac{1}{\sqrt{p}}\,e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x} + \frac{p}{p^2+4\omega^2}\cdot\frac{1}{\sqrt{p}}\,e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x}\right],$$

sau;

$$\Theta = \frac{R\,\hat{I}^2 k}{4\,\lambda\,A}\,[3f_0(p) - 4f_1(p)\cdot f_2(p) + f_3(p)\cdot f_2(p)], \quad (13)$$

unde s-a notat:

$$\left.\begin{aligned} f_2(p) &= \frac{1}{p\sqrt{p}}\,e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x} \\ f_1(p) &= \frac{1}{p^2+\omega^2} \\ f_2(p) &= \frac{1}{\sqrt{p}}\,e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x} \\ f_3(p) &= \frac{p}{p^2+4\omega^2}. \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

Se cunosc transformările

$$\left.\begin{aligned} \mathfrak{L}^{-1} f_0(p) &= \frac{2t\,e^{-\frac{x^2}{4k^2t}}}{\sqrt{\pi t}} - \frac{x}{k}\left[1 - \Phi\left(\frac{x}{2k\sqrt{t}}\right)\right] \\ \mathfrak{L}^{-1} f_1(p) &= \cos\omega t \\ \mathfrak{L}^{-1} f_2(p) &= \frac{1}{\sqrt{\pi t}}\,e^{-\frac{x^2}{4k^2t}} \\ \mathfrak{L}^{-1} f_3(p) &= \cos 2\omega t. \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

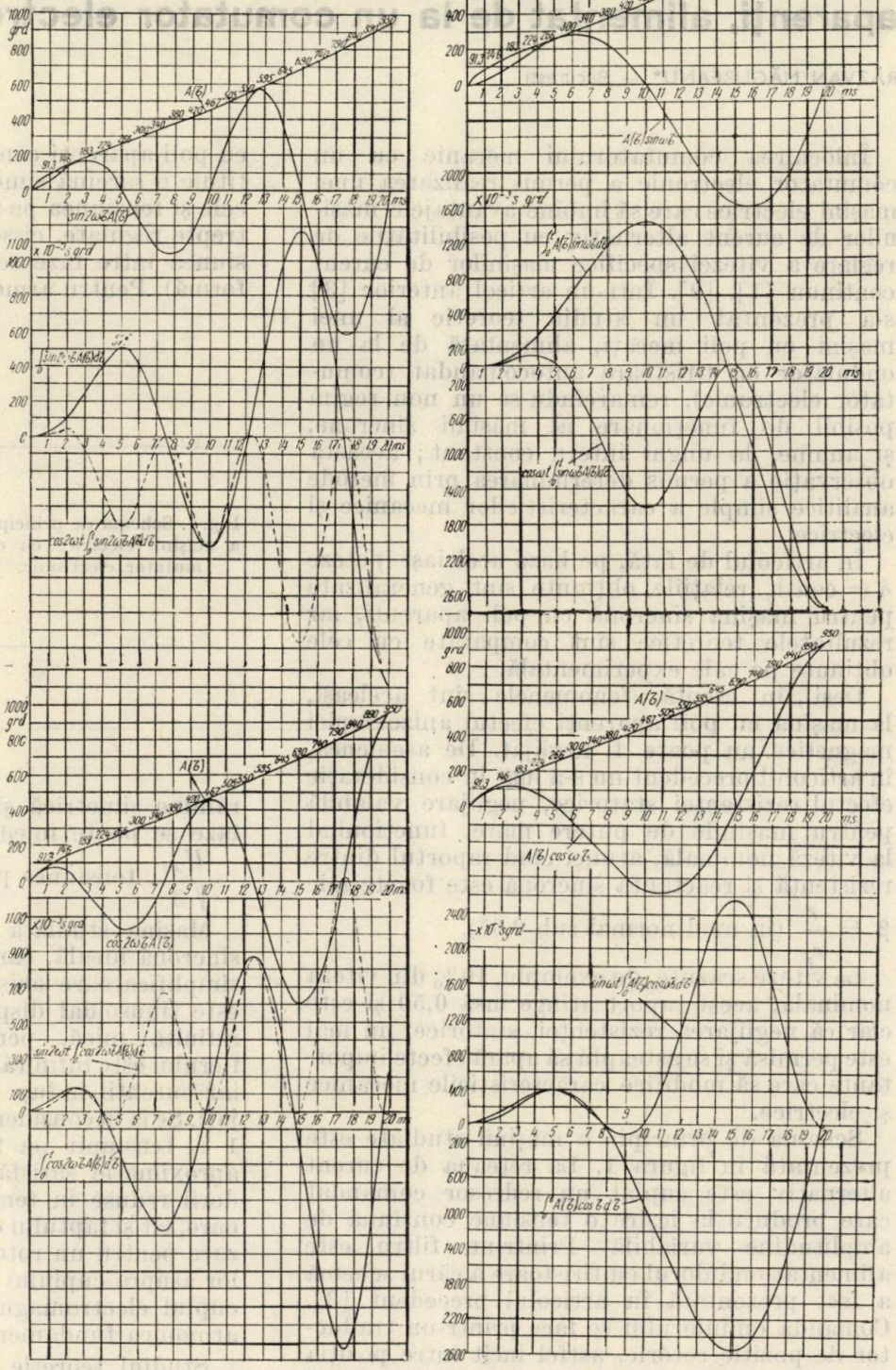
Pentru a obține originalul ecuației (13) se utilizează teorema înfășurării cu transformările cunoscute din (15), se consideră $x = 0$ și rezultă:

$$\theta_{x=0} = \frac{3\,R\,\hat{I}^2 k}{2\,\lambda\,A\sqrt{\pi}}\left[\sqrt{t} - \frac{2}{3}\int_0^t \cos\omega(t-\tau)\cdot\tau^{-\frac{1}{2}}\,d\tau + \frac{1}{6}\int_0^t \cos 2\omega\,(t-\tau)\cdot\tau^{-\frac{1}{2}}\,d\tau\right]. \quad (15)$$

În această ecuație se pune $k = \sqrt{\frac{\lambda}{c_1}}$, se dezvoltă funcțiile trigonometrice sub semnul integralei și se observă definițiile integralelor Fresnel din relațiile (2). Cu schimbarea de variabilă $\omega\tau = u$ se obține relația (1).

Anexa 2. Calculul grafic pentru relația (5) →

Anexa 3. Calculul grafic pentru relația (8). ↓



Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Relații noi privind încălzirea aparatelor electrice. În: Electrotehnica 17, nr, 9, sept 1969, p. 344—349.

[2] *Hiligarth, G.* Über die Grenzstromstärken ruhenden Starkstromkontakte. În: EZT-A, nr- 6, 1957, p. 211—217.

[3] *Fehling, H.* Über die Kontaktbeanspruchung an Schnellschaltern bei hohen Spitzenströmen. In: AEG-Mitt. nr. 415, 1958, p. 191—196.

[4] *Erk, A.* Über die Verschweisen geschlossener Starkstromkontaktstücke bei hohen Wechselströmen. In: ETZ-A nr, 8, 1964, p. 231—238.

[5] *Erk. A.*: Über din thermische Beanspruchung von Starkstromkontaktstücken bei Kurzzeitbelastung mit hohen Strömen. In: ETZ-A, nr. 8, 1968, p. 226—231.

[6] *Avramescu, A.* Beiträge zur Berechnung der Kurzschlusserwärmung. Rumänisches Energie-Institut Bucureşti, 1937.

Intrat în redacție la 15.VII.1970

Studiul teoretic și experimental al motorului sincron cu poli aparenți, alimentat de la un comutator electronic

RĂZVAN MĂGUREANU* — București

CZ 621.313.322.044.53

Înlocuirea comutatorului mecanic cu un comutator electronic a permis realizarea unei mașini electrice care să îmbine avantajele mașinilor de curent alternativ cu posibilitățile de reglare a vitezei specifice mașinilor de curent continuu [1], [2]. Într-un articol anterior [3] s-a prezentat un studiu teoretic al unei mașini cu poli înecați, alimentată de la un ondulator cu tiristoare autocomandat (comutator electronic), remarcîndu-se un nou regim posibil de funcționare al mașinii sincrone, și anume, la unghi intern constant; această observație a permis determinarea prin metode analitice simple a caracteristicilor mecanice și electrice.

În articolul de față, pe baza aceleiași ipoteze $\delta = \text{const}$, relațiile obținute sînt generalizate pentru mașina sincronă cu poli aparenți, iar rezultatele teoretice sînt comparate cu cele obținute pe cale experimentală.

Deși, în esență, fenomenele sînt aceleași, la mașina cu poli aparenți efectul anizotropiei magnetice nu poate fi neglijat. De asemenea, în articolul precedent nu s-a luat în considerație efectul rezistenței statorice, neglijare valabilă pentru mașinile de putere mare, funcționînd la viteză nominală, atunci cînd raportul dintre rezistență și reactanța sincronă este foarte mic $\beta = \frac{r}{x_s}$ (în mod normal sub 0,05).

La viteze scăzute, de exemplu, 10% din viteza nominală, acest raport atinge însă 0,50 și este clar că neglijarea rezistenței statorice nu mai este permisă și se așteaptă să apară efecte importante care să modifice caracteristicile mecanice și electrice.

Schema de principiu a mașinii studiate este prezentată în figura 1. La rețeaua de curent alternativ este cuplat un redresor comandat care produce la ieșire o tensiune continuă de amplitudine variabilă. Printr-un filtru este alimentat ondulorul cu tiristoare a cărui schemă a fost prezentată în articolul precedent [3]. Comanda ondulorului se face printr-un traductor de poziție rotoric, astfel încît între poziția rotorului și tensiunea de alimentare a mașinii apare o legătură rigidă, între armonica fundamentală a tensiunii pe fază U și tensiunea electromotoare **E**, obținîndu-se un unghi constant, tocmai unghiul intern δ. Spre deosebire de mașina sincronă cu poli înecați, mașina sincronă cu poli aparenți conectată în stea nu mai constituie o sarcină simetrică pentru toate armonicele și tensiunea pe fază nu mai are forma unor trepte regulate, ci se deformează (fig. 12) (tensiunea între faze se păstrează însă de aceeași formă). Pentru armonica fundamentală, sarcina

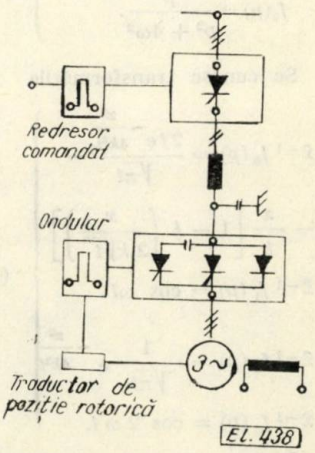


Fig. 1. Schema de principiu a mașinii electrice cu comutator electronic.

rămîne simetrică și cunoscînd tensiunea între faze se poate imediat găsi sub forma: $U_A = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}}$, tensiunea pe fază.

Mașina studiată este considerată o mașină sincronă ideală, căreia i se pot aplica ipotezele simplificatoare obișnuite. Înfășurarea statorică este sinusoidal dispusă în crestături de lățime infinită mică, permeabilitatea magnetică a fierului este infinită, lipsesc barele de amortizare iar curenții induși în tolele rotorice sînt neglijați. Se ia în considerare numai armonica de ordin 1 a tensiunii pe fază, ceea ce reprezintă o aproximație satisfăcătoare, atît datorită ponderii reduse în tensiune a armonicelor superioare, cît și faptului că în lipsa barelor de amortizare pentru un rotor construit din tole, efectul lor asupra cuplului este nul, la mașina sincronă cuplul electromagnetic fiind produs numai de armonica fundamentală.

Studiul teoretic și experimental se face pe o mașină sincronă cu poli aparenți de mică putere cu următoarele date nominale:

$P_n = 150$ W, $n_n = 3000$ rot/min, $U = 190//110$ V, $M_n = 0{,}47\ N_m$, $r = 7\ \Omega$, $X_{do} = 115\ \Omega$, $X_{q0} = 62\ \Omega$, $\alpha = \frac{X_{d0}}{X_{q0}} = 0{,}54$, $\beta_0 = \frac{r}{X_{d0}} = 0{,}0607$.

* Dr. ing. *R. Măgureanu* este asistent la catedra de Mașini Electrice I, Institutul politehnic — București

Determinarea caracteristicilor motorului

Pentru determinarea caracteristicilor de funcționare se utilizează diagrama de fazori a mașinii sincrone cu poli aparenți pentru regimul de motor din figura 2, și proiectînd fazorii

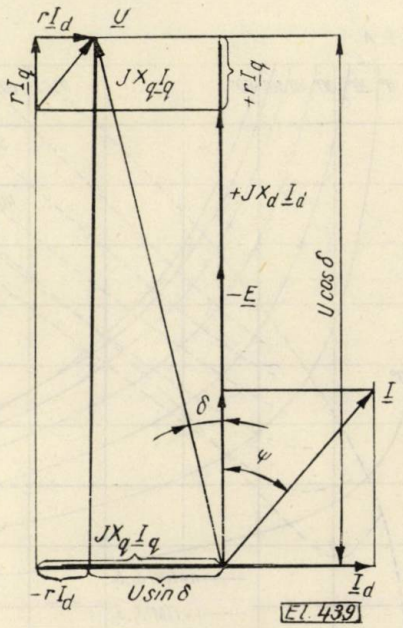


Fig. 2. Diagrama de fazori a mașinii sincrone cu poli aparenți în regim de motor.

căderilor de tensiune pe axele d și q se obțin următorele ecuații:

$$-r\,I_d + X_q I_q = U \sin\delta \qquad (1)$$
$$X_d I_d + r\,I_q = U\cos\delta - E,$$

în care:

r este rezistența statornică;
X_d — reactanța sincronă longitudinală;
X_q — reactanța sincronă transversală;
I — curentul statornic;
I_d — curentul statornic raportat la axa d;
I_q — curentul statornic la axa q;
U — tensiunea la borne;
E — tensiunea electromotoare și
δ — unghiul intern al mașinii, unghiul între fazorii $\underline{U}$ și $\underline{E}$.

Notînd cu:

$$\alpha = \frac{X_q}{X_d},\ \beta = \frac{r}{X_d} \text{ și } e = \frac{E}{U},$$

se obțin din relațiile (1) expresiile curenților I_d și I_q:

$$I_d = \frac{U}{X_d}\left[\frac{\alpha\cos\delta - \beta\sin\delta - \alpha e}{\alpha+\beta^2}\right]$$
$$I_q = \frac{U}{X_d}\left[\frac{\sin\delta + \beta\cos\delta - \beta e}{\alpha+\beta^2}\right]. \qquad (2)$$

Determinarea cuplului electromagnetic. Expresia cuplului electromagnetic instantaneu pentru mașina sincronă, după cum se știe, este:

$$m = \frac{3p}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d), \qquad (3)$$

unde:

i_d, i_q sînt curenții instantanei statorici raportați la axele d și q;
ψ_d, ψ_q — fluxurile instantanee raportate la axele d și q;
Ω — viteza unghiulară instantanee;
$n = \frac{\Omega}{2\pi}$ — turația mașinii.

Pentru regimul staționar, Ω = const, în complex simplificat,

$$i_d = \sqrt{2}\,I_d,\quad i_q = \sqrt{2}\,I_q \qquad (4)$$
$$\psi_d = \Phi_d\sqrt{2} = \sqrt{2}\,(L_d I_d + \Phi_0) \qquad (5)$$
$$\psi_q = \Phi_q\sqrt{2} = \sqrt{2}\,L_q I_q$$

și expresia puterii electromagnetice devine:

$$P = M\Omega = 3\,[I_d(X_d - X_q) + E I_q] \qquad (6)$$

sau, înlocuind pe I_d și I_q cu relațiile (2), [4]:

$$P = \frac{3U^2}{(\alpha+\beta^2)^2 X_d}\left\{-e^2\beta(\alpha^2+\beta^2) - \beta\frac{(1-\alpha)^2}{2} + \right.$$
$$+\frac{e[\alpha(\alpha-\beta^2)+2\beta^2]}{\cos\varepsilon_1}\cdot\sin(\delta+\varepsilon_1) +$$
$$\left.+\frac{(1-\alpha)(\alpha-\beta^2)}{2\cos\varepsilon_2}\sin(2\delta+\varepsilon_2)\right\}, \qquad (7)$$

unde:

$$\operatorname{tg}\varepsilon_1 = \frac{\beta[\alpha(2\alpha-1)+\beta^2]}{\alpha(\alpha-\beta^2)+2\beta^2} \text{ și } \operatorname{tg}\varepsilon_2 = \frac{\beta(1+\alpha)}{\alpha-\beta^2}.$$

În general, parametrii mașinilor de curent alternativ sînt determinați pentru frecvența nominală de 50 Hz; pentru alte frecvențe ei pot fi recalculați cu relațiile:

$$X_d = X_{d0}\frac{n}{n_0} = \lambda X_{d0};\quad X_q = \lambda X_{q0};\quad \beta = \frac{\beta_0}{\lambda};$$
$$e = \lambda e_0, \text{ unde } \lambda = \frac{n}{n_0} \text{ reprezintă raportul turației reale la turația pentru o alimentare la 50 Hz, iar } n_0, X_{d0}, X_{q0}, e_0, \beta_0 \text{ sînt parametrii pentru frecvența de 50 Hz.}$$

Cuplul electromagnetic $M = \frac{P}{\Omega} = \frac{P}{\lambda\Omega_0}$ (8)

devine:

$$M=\frac{3U^2}{\lambda^2\Omega_0\left(\alpha+\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)^2X_{d_0}}\left\{-e_0^2\beta_0\lambda\left(\alpha^2+\frac{\beta_0^2}{2}\right)-\right.$$

$$-\frac{\beta_0(1-\alpha)^2}{2\lambda}+\frac{e_0\lambda\left[\alpha\left(\alpha-\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)+2\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right]}{\cos\varepsilon_1}\sin(\delta+\varepsilon_1)+$$

$$\left.+\frac{(1-\alpha)\left(\alpha-\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)}{2\cos\varepsilon_2}\cdot\sin(2\delta+\varepsilon_2)\right\}, \qquad (9)$$

unde:

$$\operatorname{tg}\varepsilon_1=\frac{\frac{\beta_0}{\lambda}\left[\alpha(2\alpha-1)+\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right]}{\alpha\left(\alpha-\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)+2\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}}\quad\text{și}$$

$$\operatorname{tg}\varepsilon_2=\frac{\frac{\beta_0}{\lambda}(1+\alpha)}{\alpha-\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}};$$

Determinarea caracteristicilor de curent. Caracteristicile curentului statoric pentru diverse turații se obțin din relațiile (1),

$$I=\sqrt{I_d^2+I_q^2} \qquad (10)$$

și rezultă:

$$I=\frac{U}{\lambda X_{d_0}\left(\alpha+\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)}\left[\left(\alpha^2+\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)(\lambda^2\cdot e_0^2+1)+\right.$$

$$+\frac{1}{2}(1-\alpha^2)-\frac{2\lambda e_0\left(\alpha^2+\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)}{\cos\varepsilon_3}\cos(\delta+\varepsilon_3)+$$

$$\left.+\frac{\beta_0(1-\alpha)}{2\cos\varepsilon_4}\sin(2\delta-\varepsilon_4)\right]^{1/2}. \qquad (11)$$

unde

$$\operatorname{tg}\varepsilon_3=\frac{\frac{\beta_0}{\lambda}(1-\alpha)}{\alpha^2+\frac{\beta_0^2}{\lambda^2}}\quad\text{și}\quad\operatorname{tg}\varepsilon_4=\frac{1+\alpha}{2\frac{\beta_0}{\lambda}};$$

Se observă imediat că aceste caracteristici (M, I) sînt mai complicate decît cele obținute pentru mașina cu poli înecați, iar legături explicite între curent și cuplu, turație și unghi intern etc., nu mai pot fi explicit obținute. Pentru aceasta, s-a apelat la metodele de calcul numeric și utilizînd un calculator Hewlatt-Packard, Model 9100 A și programe relativ simple, s-au obținut grafic aceste legături (fig. 3). Parametrii variabili au fost luați pe rînd: tensiunea pe fază U, unghiul intern δ, curentul de excitație

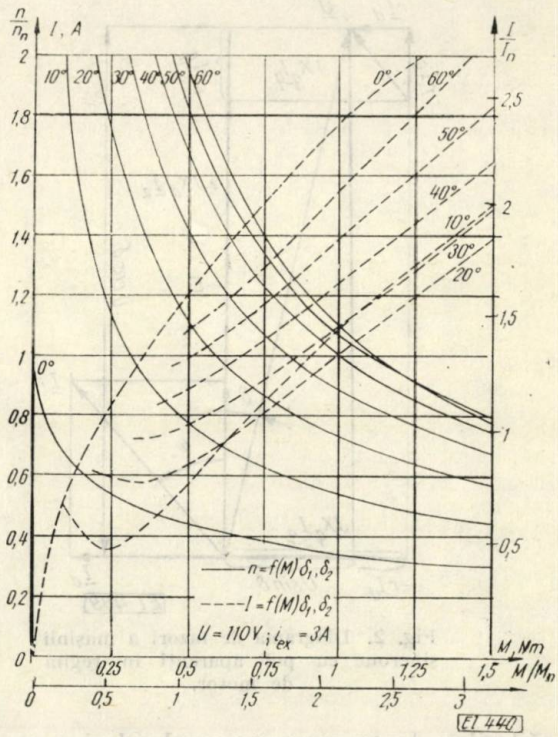


Fig. 3. Caracteristicile teoretice de turație și curent statoric funcție de cuplul electromagnetic $\frac{n}{n_n}=f\left(\frac{M}{M_n}\right)$, $\frac{I}{I_n}=f\left(\frac{M}{M_n}\right)$ ale mașinii cu comutator electronic, la tensiune nominală și flux de excitație nominal.

i_{ex}, respectiv, tensiunea electromotoare e_0, precum și turația n, respectiv raportul $\frac{n}{n_0}=\lambda$. Mărimile calculate au fost cuplul electromagnetic M și curentul statornic I. S-au obținut astfel aproximativ 800 de caracteristici, care au fost apoi prelucrate pentru a se determina oricare dintre legăturile dorite.

În figura 3 au fost trasate în valori relative caracteristicile: turația și curentul statoric, funcție de cuplul electromagnetic $n=f(M)$ și $I=f(M)$, la tensiunea nominală, 110 V, curentul de excitație nominal, 3 A, pentru diverse unghiuri interne. Cu toate că aceste funcții au fost calculate pe o plajă de la 0 la 90°, caracteristicile au fost trasate numai pînă la 60° deoarece în domeniul 60° — 90° fiind foarte apropiate, practic se suprapun. Se observă că anizotropia constructivă și efectul rezistenței statorice modifică întrucîtva relația cuplului electromagnetic, caracteristicile mecanice păstrează

forma hiperboloidală, iar caracteristicile de curent reamintesc curbele în V.

Pentru $\delta = 0$, datorită efectului rezistenței statorice, mașina va dezvolta un cuplu electromagnetic care va fi cu atît mai mare cu cît turația este mai scăzută.

Cuplul de pornire se determină introducînd în relația cuplului (9), $\lambda = 0$:

$$M_p = K_{m1}\Phi_0 \frac{U}{r}\cos\delta - K_{m2}(1-\alpha)\frac{U^2}{r^2}\sin 2\delta \tag{12}$$

în care, K_{m1} și K_{m2} reprezintă constantele de cuplu clasice.

Se observă imediat că pentru mașina cu poli înecați ($\alpha = 1$), cuplul maxim de pornire se obține pentru $\delta = 0$:

$$M_{p\,max} = K_{m1}\Phi_0 \frac{U}{r}. \tag{13}$$

Această relație este structural aceeași cu cea obținută în lucrarea [3] și explică pornirea optimă a mașinii sincrone cu comutator electronic. Pentru mașina cu poli aparenți cuplul de pornire maxim se obține pentru un unghi $\delta \in (0° \div -45°)$, funcție de ponderea lui α.

Curentul de pornire se determină în mod similar, introducînd în relația (11) pe $\lambda = 0$ și cum era de așteptat obținem,

$$I_p = \frac{U}{r}. \tag{14}$$

De remarcat că se poate imagina o mașină fără excitație, reprezentînd o replică cu comutator electronic a mașinii Fransua-Aslan [5]. Cuplul electromagetic devine:

$$M = \frac{3U^2}{\lambda^2 \beta_0\left(\alpha + \frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right) X_{d_0}}\left[\frac{-\beta_0(1-\alpha)^2}{2\lambda} + \frac{(1-\alpha)\left(\alpha - \frac{\beta_0^2}{\lambda^2}\right)}{2\cos\varepsilon_2}\cdot\sin(2\delta + \varepsilon_2)\right]. \tag{15}$$

Expresia cuplului de pornire se obține ca și în cazul precedent introducînd $\lambda = 0$,

$$M_{p2} = -K_{m2}(1-\alpha)\frac{U^2}{r^2}\sin 2\delta \tag{16}$$

și se observă că va atinge o valoare maximă pentru $\delta = -45°$:

$$M_{p2\,max} = K_{m2}(1-\alpha)\frac{U^2}{r^2}. \tag{17}$$

O astfel de soluție este interesantă și poate fi luată în considerare pentru mașini de mică putere, turație ridicată, unde lipsa unor inele colectoare sau a altor sisteme de excitație (rotor în formă de gheară, transformator rotitor etc.) simplifică construcția mașinii [6]. În figura 4 s-au reprezentat caracteristicile mecanice ale unei astfel de mașini, caracteristici care apar

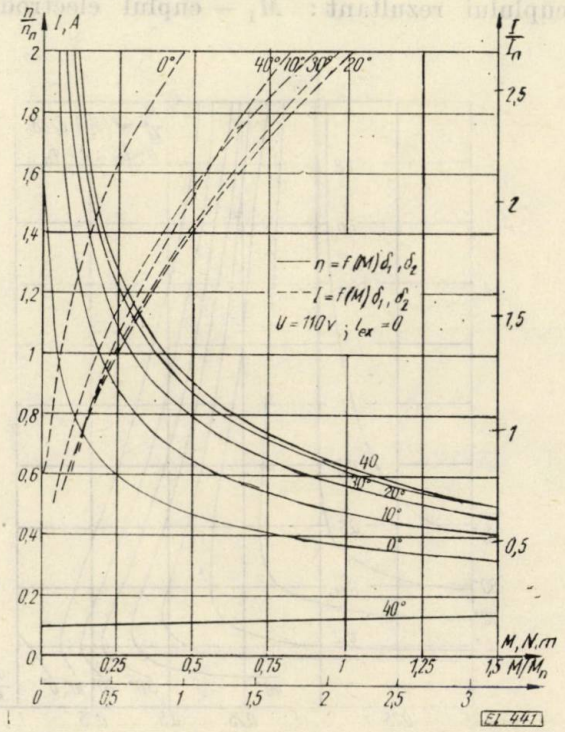


Fig. 4. Caracteristicile teoretice de turație și curent statoric funcție de cuplul electromagnetic $\frac{n}{n_n} = f\left(\frac{M}{M_n}\right)$ ale mașinii cu comutator electronic fără excitație.

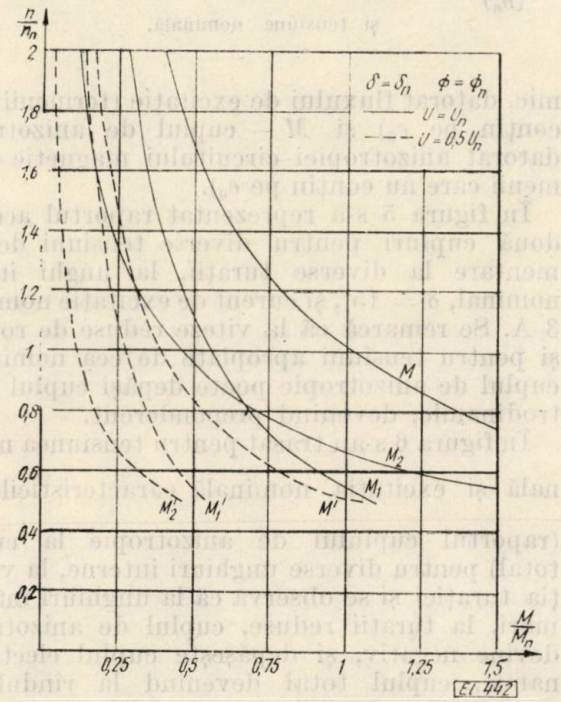


Fig. 5. Variația cuplului electrodinamic M_1 și de anizotropie M_2 funcție de turație, pentru două tensiuni de alimentare, U_n și 0,5 U_n la flux de excitație și unghi intern constant.

deosebit de favorabile în acționările de mică putere.

Din expresia cuplului electromagnetic (7) se constată existența a două componente ale cuplului rezultant: M_1 — cuplul electrodina-

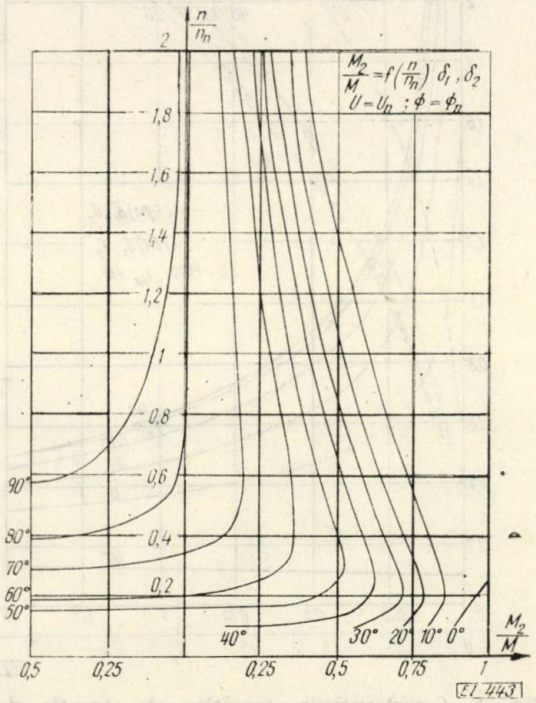


Fig. 6. Variația raportului dintre cuplul de anizotropie și cuplul total electromagnetic funcție de turație $\frac{M_2}{M} = f\left(\frac{n}{n_n}\right)$ pentru diverse unghiuri interne la flux de excitație și tensiune nominală.

mic, datorat fluxului de excitație (termenii care conțin pe e_0) și M — cuplul de anizotropie datorat anizotropiei circuitului magnetic (termenii care nu conțin pe e_0).

În figura 5 s-a reprezentat raportul acestor două cupluri pentru diverse tensiuni de alimentare la diverse turații, la unghi intern nominal, $\delta = 15°$, și curent de excitație nominal, 3 A. Se remarcă că la viteze reduse de rotație și pentru tensiuni apropiate de cea nominală, cuplul de anizotropie poate depăși cuplul electrodinamic, devenind preponderent.

În figura 6 s-au trasat pentru tensiunea nominală și excitația nominală caracteristicile $\frac{M_2}{M}$ (raportul cuplului de anizotropie la cuplul total) pentru diverse unghiuri interne, la variația turației și se observă că la unghiuri interne mari, la turații reduse, cuplul de anizotropie devine negativ, și depășește cuplul electrodinamic, cuplul total devenind la rîndul lui negativ. Este posibil ca mașina, fie să pornească în sens contrar, funcționînd la o turație redusă și curent foarte mare, fie să nu pornească de loc. Lucrul acesta observat inițial experimental de autor nu a putut să fie explicat decît după obținerea teoretică a caracteristicilor mecanice. Pentru a evita asemenea fenomene, se cere ca pornirea să se facă fie la unghiuri interne cît mai mici (de preferat 0°), fie la tensiuni scăzute.

Reglarea vitezei

Din relația (7) se observă că, cuplul mecanic este o funcție de viteză, tensiune, tensiune electromotoare sau flux de excitație, unghi intern și rezistență statornică:

$$M = f\,(n,\ U.\ \Phi_0,\ \delta,\ r). \qquad (18)$$

Rezultă că turația este funcție: $n = f\,(M,\ U,\ \Phi_0,\ \delta,\ r)$, ceea ce sugerează o întreagă gamă de procedee de reglare a vitezei. Pentru un cuplu constant viteza poate fi reglată prin: tensiune la borne, flux de excitație (curent de excitație), unghi intern și rezistor introdus în serie cu indusul.

Reglarea vitezei prin variația rezistenței înseriate cu rotorul va avea același efect ca și la un motor de curent continuu cu excitație serie. Bineînțeles, un astfel de procedeu va conduce la o înrăutățire a randamentului și va fi evitat avîndu-se la dispoziție alte metode mult mai eficiente și economice.

Variația tensiunii, fluxului de excitație și unghiului intern conduc la caracteristici apropiate de cele ridicate pentru mașina cu poli

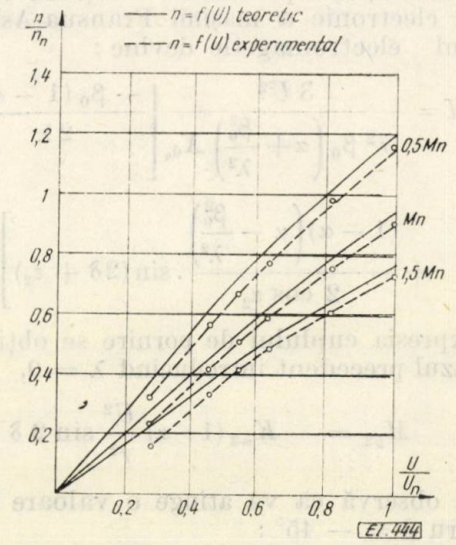


Fig. 7. Caracteristicile teoretice și experimentale de turație la varierea tensiunii de alimentare $n = f(U)$ la diverse cupluri utile: 0,5 Mn; Mn; 1,5 Mn; $i_{ex} = 3$ A, $\delta = 20°$.

înecați. Deoarece caracteristicile nu pot fi exprimate prin relații analitice simple ele sînt prezentate numai sub formă grafică în figurile 7, 8, 9.

Ca și în cazul mașinii cu poli înecați o funcționare optimală se va obține pentru un flux de excitație nominal, un unghi intern optim și o tensiune optimă și numai o reglare combinată de viteză va permite o funcționare la un curent minim și randament maxim.

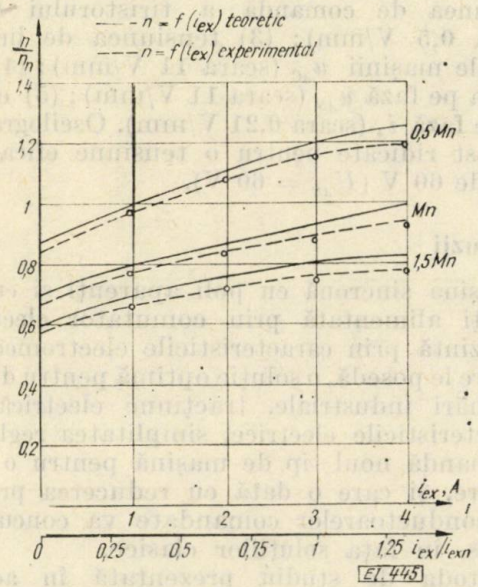


Fig. 8. Caracteristicile teoretice și experimentale de turație la varierea curentului de excitație $n = f(i_{ex})$ la diverse cupluri utile: 0,5 *Mn*; *Mn*; 1,5*Mn*, $U = 110$ V, $\delta = 20°$

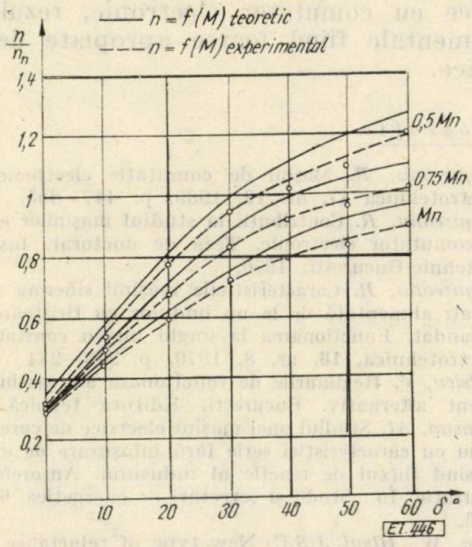


Fig. 9. Caracteristicile teoretice și experimentale de turație la varierea unghiului intern $n = f(\delta)$ pentru diverse cupluri utile: 0,5 Mn; 0,75 Mn; Mn; $U = 70$ V, $i_{ex} = 3$ A.

Ridicarea caracteristicilor experimentale

Pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor mașinii sincrone cu poli înecați alimentată prin comutator electronic a fost folosită schema din figura (10). Mașina a fost alimentată printr-un autotransformator, un redresor cu diode, un filtru *L*, *C*, și un ondulor cu tiristoare comandat de un traductor de poziție rotorică. Mașina a fost încărcată cu ajutorul unei frîne electromagnetice pentru diverse valori constante ale tensiunii de alimentare, a unghiului intern și curentului de excitație. Pentru determinarea cuplului util din cuplul electromagnetic calculat s-a utilizat o metodă de lansare care a permis măsurarea la diverse turații a cuplului

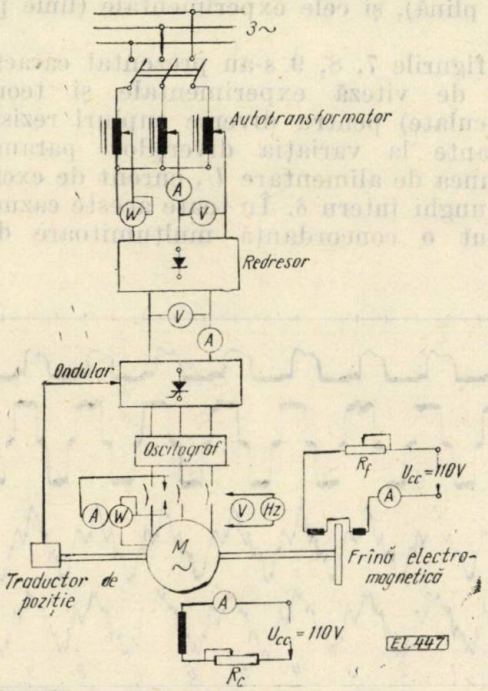


Fig. 10. Schema de montaj pentru obținerea experimentală a caracteristicilor motorului cu comutator electronic.

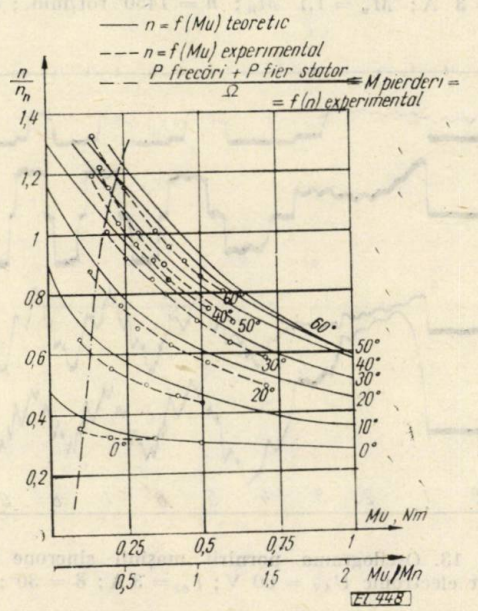


Fig. 11. Caracteristicile mecanice teoretice și experimentale ale mașinii cu comutator electronic la diverse unghiuri interne: $i_{ex} = 3$ A, $U = 70$ V, $\delta = 0°$, 10°, 20°, 30°, 40°, 50°, 60°.

de frecări și pierderile în fierul statorului. Astfel, în figura 11 au fost trasate caracteristicile mecanice recalculate pentru o tensiune de 70 V la diverse unghiuri interne $\delta = 0°, 10°, 20°, 30°, 40°, 50°, 60°$ și curent de excitație nominal, (linie plină), și cele experimentale (linie punctată).

În figurile 7, 8, 9 s-au prezentat caracteristicile de viteză experimentale și teoretice (recalculate) pentru diverse cupluri rezistente constante la variația diverșilor parametri: tensiunea de alimentare U, curent de excitație i_e și unghi intern δ. În toate aceste cazuri s-a obținut o concordanță mulțumitoare dintre caracteristicile teoretice și experimentale verificînd astfel metoda și demonstrînd că ipotezele introduse sînt acceptabile.

În figurile 12, 13 au fost prezentate două oscilograme pentru regimul staționar și tranzitoriu al mașinii cu comutator electronic. Aceste oscilograme prezintă (1) baza de timp; (2) tensiunea de comandă a tiristorului 1, u_{cd} (scara 0,5 V/mm); (3) tensiunea de linie la bornele mașinii u_{AC} (scara 11 V/mm); (4) tensiunea pe fază u_{AN} (scara 11 V/mm); (5) curentul pe fază i_A (scara 0,21 V/mm). Oscilogramele au fost ridicate pentru o tensiune eficace pe fază de 60 V ($U_{AN} = 60$ V).

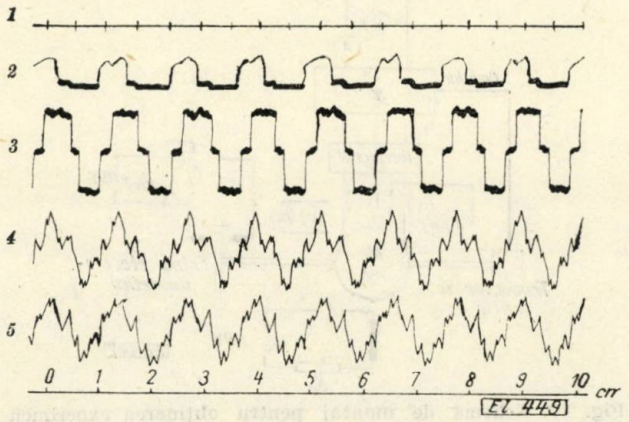


Fig. 12. Oscilogramele mașinii sincrone cu comutator electronic în regim staționar pentru $U_{AN} = 60$ V; $i_{ex} = 3$ A; $M_u = 1{,}1\ M_n$; $n = 1450$ rot/min.; $\delta = 30°$.

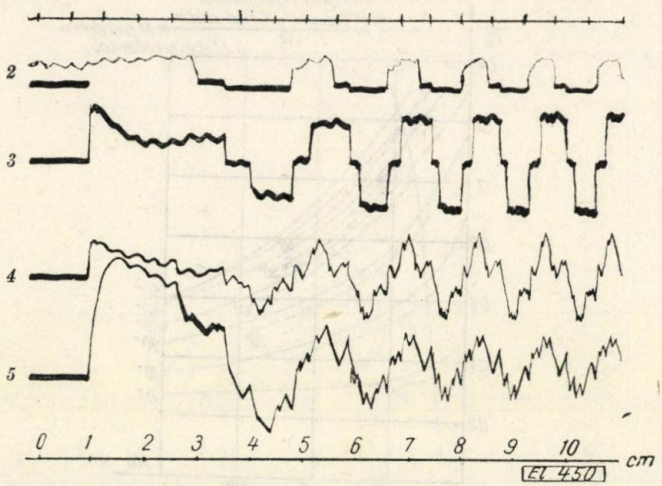


Fig. 13. Oscilograma pornirii mașinii sincrone cu comutator electronic $U_{AN} = 60$ V; $i_{ex} = 3$ A; $\delta = 30°$; $M_u = 0°$.

Concluzii

Mașina sincronă cu poli aparenți și cu poli înecați alimentată prin comutator electronic reprezintă prin caracteristicile electromecanice pe care le posedă, o soluție optimă pentru diverse acționări industriale, tracțiune electrică etc. Caracteristicile electrice, simplitatea reglajului recomandă noul tip de mașină pentru o largă folosire, și care o dată cu reducerea prețului semiconductoarelor comandate va concura cu succes, în fața soluțiilor clasice.

Metoda de studiu prezentată în această lucrare, luarea în considerație numai a armonicii fundamentale, permite prin mijloacele simple predeterminarea cu suficientă precizie a caracteristicilor electromecanice a mașinilor electrice cu comutator electronic, rezultatele experimentale fiind foarte apropiate de cele teoretice.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Mașini de comutație electronică. În: Electrotehnica **17**, nr. 12, 1969, p. 447—455.
[2] *Măgureanu, R.* Contribuții la studiul mașinilor electrice cu comutator electronic. Teză de doctorat. Institutul politehnic-București, 1970.
[3] *Măgureanu, R.* Caracteristicile mașinii sincrone cu poli înecați alimentată de la un ondulor cu tiristoare autocomandat. Funcționarea la unghi intern constant. In: Electrotehnica, **18**, nr, 8, 1970, p. 276—284
[4] *Nedelcu, V.* Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ. București. Editura tehnică, 1968.
[5] *Fransua, Al.* Studiul unei mașini electrice de curent continuu cu caracteristici serie fără înfășurare de excitație folosind fluxul de reacție al indusului. Autoreferat de dizertație. În: Studii și cercetări de energetică, **6**, nr, 3, 1956.
[6] *Fong, W., Htsui, J.S.C.* New type of reluctance motor. În: Proc. I.E.E.E., vol. **117**, nr, 3, 1970, p. 445—451.

Intrat în redacție la 30. V. 1970

Determinarea repartiției cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar cu inductorul în scurt și conexiunea serie a bobinajului

RADU ANDREI* — București

CZ 621.313.333.2.013.22

Tratarea teoretică a motorului electric liniar cît și a motorului asincron cu statorul în formă de arc este relativ recentă în literatura de specialitate.

În Uniunea Sovietică Shturman și Aranov au dezvoltat începînd cu anul 1946 teoria motorului asincron cu statorul în formă de arc [3].

Din anul 1954 teoria motorului asincron liniar este reluată, am putea spune de la început, și prezentată ulterior într-o formă unitară de către Laithwaite, în Anglia [20].

Numeroși autori, care s-au ocupat în ultima vreme de acest tip de motor, au adus contribuții personale în dezvoltarea teoriei, sesizînd aspecte și fenomene noi care au loc într-o astfel de mașină. Dintre cele mai importante lucrări în această direcție, amintim studiile făcute de Poloujadoff în Franța [4], [5], de Preston, Reece și Nasar în Anglia [6], [7], precum și Marinescu și Saal în țara noastră care s-au ocupat de oscilatorul electromagnetic.

Motorul asincron liniar, și anume cel cu inductorul scurt, constituie o soluție de viitor pentru tracțiunea electrică, datorită avantajelor pe care le prezintă față de soluțiile clasice.

Experimentări încununate de succes, cu un astfel de mijloc de tracțiune, au și avut loc în cîteva țări.

În ceea ce privește modul de conexiune al bobinelor, prezintă interes practic așa-numita conexiune-serie la care bobinele aceleiași faze statorice sînt legate în lanț. Celălalt tip de conexiune — cu bobinele aceleiași faze legate în paralel — este interesant de studiat mai mult din punct de vedere teoretic, deoarece numărul foarte mare de legături, ce trebuie făcute la o astfel de înfășurare, o fac constructiv inutilizabilă.

Se cunoaște faptul că pentru o mașină asincronă rotativă nu este necesar a se face distincție între cele două moduri de conexiune, căci ambele tipuri, la distribuție sinusoidală a păturii de curent statorice, duc la apariția unei distribuții sinusoidale a cîmpului rezultant în întrefier.

Acest lucru nu se întîmplă în cazul mașinii liniare. Aici, după cum se va arăta, pentru cazul conexiunii — serie, la care curentul are aceeași valoarea în toate bobinele unei faze, pentru o distribuție sinusoidală a păturii de curent statoric, nu mai rezultă o distribuție de aceeași formă pentru cîmpul rezultant din întrefier.

În cazul conexiunii paralel, dat fiind faptul că fluxurile produse de bobinele aceleiași faze au aceeași valoare, rezultă o distribuție spațială sinusoidală pentru cîmpul din întrefier. Curenții din bobinele aceleiași faze nu mai au însă aceeași valoare și ca urmare pătura de curent statorică nu va mai fi repartizată sinusoidal de-a lungul armăturii inductoare.

Problema determinării repartiției cîmpului în întrefier la o mașină liniară este dificilă din cauza așa-numitelor efecte de capăt, care apar datorită faptului că inductorul are o lungime finită, elementele indusului intrînd și ieșind succesiv din cîmpul magnetic al mașinii.

Armătura indusului este de forma unei benzi conductoare neferomagnetice, avînd grosimea neglijabilă în comparație cu lățimea și lungimea. Aceasta este situată în întrefierul format de un inductor dublu așa cum se vede în figura 1.

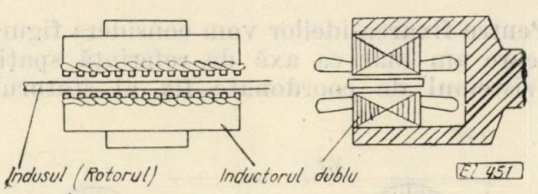


Fig. 1. Motor asincron liniar cu inductorul scurt avînd armătura indusului de forma unei benzi conductoare.

În cadrul lucrării de față, pe baza anumitor ipoteze simplificatoare, care sînt făcute frecvent în literatură și care nu micșorează aproape de loc gradul de generalitate al rezultatelor, se face o tratare unitară a problemei enunțate. Se utilizează integrarea ecuațiilor cîmpului electromagnetic. Raționamentele sînt fundamentate matematic fără a face apel la intuiție și modele destul de îndepărtate de cazul real al problemei studiate. O astfel de tratare neriguroasă din punct de vedere electrotehnic este făcută de majoritatea autorilor printre care și Laith-

* *R. Andrei* este asistent la catedra de Mașini electrice din Institutul politehnic — București.

waite. Se ajunge în felul acesta la expresii de multe ori eronate sau greu de interpretat din punct de vedere fizic.

Ipoteze simplificatoare

În cele ce urmează se fac următoarele ipoteze :

— permeabilitatea fierului o considerăm infinită ($\mu_{Fe} = \infty$).

— nu se iau în considerație efectele de întoarcere ale curenților statorici prin capetele de bobină, precum și curbura liniilor de curenți induși în armătura rotorică. Se va studia deci o problemă plan paralelă, vom considera lățimea mașinii egală cu l.

— cîmpul magnetic se presupune concentrat doar în zona armăturilor inductoare. Se neglijează cîmpul magnetic marginal la muchiile de intrare și ieșire ale miezului statorului.

— solenația statorului formează o undă a densității liniare de curent cu repartiție spațială sinusoidală, de perioadă 2τ, care se deplasează față de stator cu viteza de sincronism $v_1 = \omega_1 \tau/\pi$. Se cunoaște amplitudinea $y_{1y\,a}$ acestei unde a densității liniare a solenației inductoare.

— se neglijează reactanța de scăpări rotorică și se consideră doar rezistivitatea de suprafață ρ_s a benzii conductoare rotorice

$$\rho_s = \frac{\rho}{\Delta}, \tag{1}$$

în care ρ este rezistivitatea materialului din care este făcut rotorul, iar Δ — grosimea benzii conductoare rotorice.

Calculul cîmpului magnetic rezultant

Pentru fixarea ideilor vom considera figura 2 în care am luat ca axă de referință spațială în sistemul de coordonate fix al statorului,

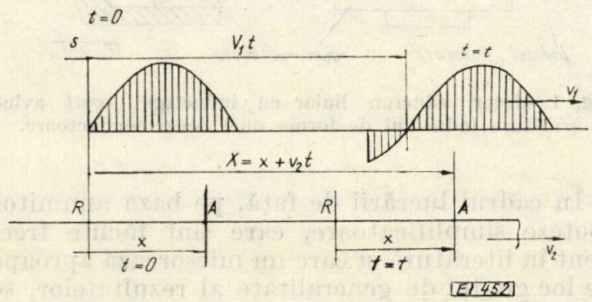


Fig. 2. Deplasarea undei densității liniare a solenației statorului față de un punct arbitrar de pe rotor.

muchia de intrare a armăturii inductoare notată cu S. Ca origine a timpului alegem momentul în care unda densității liniare a solenației statorice trece prin zero la muchia de intrare S. Pentru acest moment de timp, un punct de pe rotor, notat cu R, se găsește în dreptul axei de referință S. Acest punct, solidar cu rotorul, va fi cel care va fixa poziția axei de referință spațiale în sistemul de coordonate mobil al rotorului.

Să considerăm în continuare un punct A arbitrar ales pe armătura indusă și care la momentul $t = 0$ se găsește la distanța $x = X$ față de cele două axe de referință din cele două sisteme de coordonate. Valoarea densității liniare a solenației statorice în dreptul acestui punct la momentul $t = 0$ în cele două sisteme de coordonate, rotoric și statoric, va fi egală cu :

$$j_{1y}(X,\ 0) = J_{1y} \cdot \sin\frac{\pi}{\tau} x.$$

și respectiv

$$j_{1y}\,(X,\ 0) = J_{1y} \cdot \sin\frac{\pi}{\tau} X. \tag{2}$$

unde 2τ este perioada spațială a undei densității liniare a curentului statoric.

După timpul $t = t$, unda densității liniare a păturii de curent statoric, care se deplasează cu viteza de sincronism $v_1 = \omega_1\tau/\pi$, a parcurs distanța $v_1 t$. În același timp, axa de referință R a sistemului de coordonate rotoric precum și punctul A arbitrar ales s-au deplasat cu distanța $v_2 t$.

Valoarea densității liniare a solenației statorice în dreptul punctului A la momentul $t = t$ în cele două sisteme de coordonate va fi egală cu :

$$j_{1y}\,(x, t) = J_{1y} \cdot \sin\frac{\pi}{\tau}(x + v_2 t - v_1 t) =$$

$$= J_{1y} \cdot \sin\,(x - s v_1 t). \tag{3}$$

$$j_{1y}\,(X,\ t) = J_1 \cdot \sin\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t).$$

Expresiile (3) nu ne spun altceva decît că unda densității liniare a solenației statorice se deplasează față de rotor cu viteza sv_1 iar față de statotul fix cu viteza de sincronism v_1. Cu s s-a notat alunecarea :

$$s = (v_1 - v_2)/v_1. \tag{4}$$

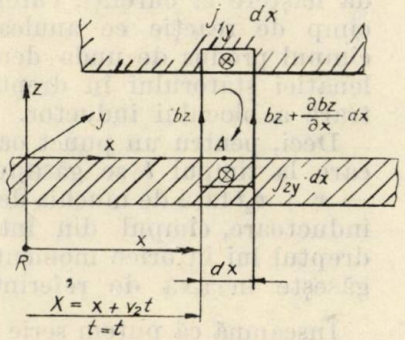
Se observă cu ușurință că la muchia de intrare a armăturii inductoare ($X = 0$), densitatea liniară a solenației statorice are o variație sinusoidală în timp cu pulsația ω_1

$$j_{1y}\,(0, t) = -J_{1y} \cdot \sin\frac{\pi}{\tau} v_1 t = -J_{1y} \cdot \sin\,\omega_1 t. \tag{5}$$

Pentru determinarea repartiției cîmpului magnetic în întrefier, vom scrie legile circuitului magnetic și a inducției electromagnetice sub formă locală în punctul A la momentul t în

sistemul de coordonate rotoric. Dacă avem în vedere figura 3, cele două legi aplicate contururilor de deschidere elementară dx, se scriu:

$$-\frac{\delta}{\mu_0}\left[b_z - \left(b_z + \frac{\partial b_z}{\partial x}\cdot dx\right)\right] = (j_{1y} + j_{2y})\,dx$$
$$l\,\rho_s\left[\left(j_{2y} + \frac{\partial j_{2y}}{\partial x}\cdot dx\right) - j_{2y}\right] = -\frac{\partial}{\partial t}(b_z \cdot l \cdot dx), \quad (6)$$



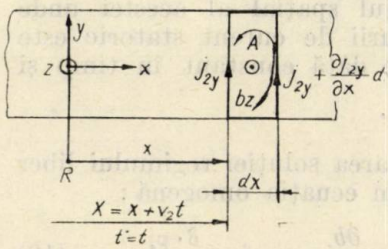


Fig. 3. Aplicarea legilor circuitului magnetic şi a tensiunii electromotoare induse într-un punct arbitrar ales pe rotor.

unde l este lăţimea armăturii inductoare, iar δ întrefierul echivalent ce ţine seama de prezenţa dinţilor.

Sistemul de ecuaţii diferenţiale (6) se poate transcrie şi sub forma:

$$-\frac{\partial}{\mu_0}\cdot\frac{\partial b_z}{\partial x} = j_{1y} + j_{2y}$$
$$\rho_s\cdot\frac{\partial j_{2y}}{\partial x} = -\frac{\partial b_z}{\partial t}. \quad (6')$$

Inducţia magnetică $b_z(x, t)$ din întrefier este dată de următoarea ecuaţie neomogenă cu derivate parţiale, ce se obţine ţinînd seama de (6')

$$-\frac{\partial^2 b_z}{\partial x^2} + \frac{\mu_0}{\rho_s\cdot\delta}\cdot\frac{\partial b_z}{\partial t} = \frac{\mu_0}{\rho_s}\cdot\frac{\partial j_{1y}}{\partial x}. \quad (7)$$

Soluţia regimului permanent, avînd în vedere expresia lui $j_{1y}(x, t)$ dată de (3), va fi de forma:

$$b'_z(x, t) = B'_z\cdot\sin\left[\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t) + \varphi\right]. \quad (8)$$

Vom rezolva ecuaţia neomogenă apelînd la calculul în complex. Astfel vom scrie:

$$j_{1y}(x, t) = \mathrm{Im}\,[J_{1y}\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t)}]$$
$$b'_z(x, t) = \mathrm{Im}\,[\underline{B}'_z\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t)}]. \quad (9)$$

Înlocuind cele două relaţii (9) în (7) şi efectuînd calculele, căpătăm pentru amplitudinea complexă $\underline{B}'$ următoarea expresie:

$$\underline{B}'_z = \frac{\rho_s\cdot J_{1y}\left(-s + j\dfrac{1}{T\cdot\omega_1}\right)}{v_1\left(s^2 + \dfrac{1}{T^2\omega_1^2}\right)} \quad (10)$$

unde s-a notat:

$$T = \frac{\tau^2\cdot\mu_0}{\pi^2\cdot\delta\cdot\rho_s}; \quad \omega_1 = \frac{\pi v_1}{\tau},$$

ω_1 fiind pulsaţia curenţilor statorici corespunzătoare vitezei de deplasare v_1 a undei solenaţiei inductoare.

Rezultă pentru soluţia de regim permanent:

$$b'_z(x, t) = \mathrm{Im}\,[\underline{B}'_z\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t)}] =$$
$$= -B'_d\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t) + \underline{B}'_q\cdot\cos\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t), \quad (11)$$

unde:

$$B'_d = \frac{s\cdot\rho_s\cdot J_{1y}}{v_1\left(s^2 + \dfrac{1}{T^2\cdot\omega_1^2}\right)};$$
$$B'_q = \frac{\rho_s\cdot J_{1y}}{T\cdot\omega_1\cdot v_1\left(s^2 + \dfrac{1}{T^2\cdot\omega_1^2}\right)}.$$

Această expresie mai poate fi pusă şi sub forma:

$$b'_z(x, t) = -B'_z\cdot\sin\cdot\left[\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t) - \varphi\right], \quad (11')$$

unde :

$$\operatorname{tg}\ \varphi = \frac{1}{s\omega_1 T};\quad B'_z = \sqrt{(B'_d)^2 + (B'_q)^2} =$$

$$= \frac{\rho_s \cdot J_{1y}}{v_1 \sqrt{s^2 + \dfrac{1}{T^2 \cdot \omega_1^2}}}.$$

Deci soluția de regim permanent reprezintă, așa cum era de așteptat, o undă de perioadă spațială 2τ cu amplitudine constantă și care se deplasează față de rotor cu aceeași viteză sv_1, ca și unda densității liniare a solenației statorului. Decalajul spațial al acestei unde față de unda păturii de curent statoric este pentru o alunecare dată constant în timp și egal cu $\tau\left(\frac{\varphi}{\pi} + 1\right)$.

Pentru determinarea soluției regimului liber trebuie să rezolvăm ecuația omogenă :

$$\frac{\partial^2 b_z}{\partial x^2} = \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial b_z}{\partial t} \text{ cu } a^2 = \frac{\delta \cdot \rho_s}{\mu_0}. \qquad (12)$$

Aplicînd metoda separării variabilelor, vom căuta soluția ecuației sub forma :

$$b''_z\ (x,\ t) = X\ (x) \cdot T(t). \qquad (13)$$

Înlocuind această ultimă relație în (12) căpătăm pentru cele două funcții de o singură variabilă următoarele ecuații ;

$$\frac{X''(x)}{X(x)} = \frac{1}{a^2} \cdot \frac{T'(t)}{T(t)} = -\lambda^2 \cdot \qquad (14)$$

Rezultă de aici soluția ecuației omogene scrisă sub forma generală :

$$b''_z\ (x,\ t) = A \cdot \sin\ (\lambda \cdot x + \psi) \cdot e^{-\lambda^2 \cdot a^2 \cdot t}, \qquad (15)$$

unde constantele de integrare A, ψ și λ le vom determina din condițiile inițiale și la limită puse asupra soluției generale a ecuației (7) care este :

$$b_z\ (x,\ t) = b'_z\ (x,\ t) + b''_z\ (x,\ t) = -B'_z \cdot$$

$$\cdot \sin\left[\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t) - \varphi\right] + A \cdot \sin\ (\lambda \cdot x + \psi) \cdot e^{-\lambda^2 \cdot a^2 \cdot} \qquad (16)$$

La un moment oarecare dat, soluția $b_z\ (x\ t)$ trebuie să fie o funcție periodică în raport cu variabila x, de aceeași perioadă spațială 2τ ca și unda densității liniare a solenației statorului.

Deci :

$$\lambda = \frac{\pi}{\tau}. \qquad (17)$$

La muchia de intrare a armăturii inductoare inducția rezultantă este în premanență nulă. Acest lucru se întîmplă datorită efectului cîmpului de reacție produs de curenții induși în armătura rotorică în dreptul muchiei de intrare a blocului inductor. Este așa numitul efect de margine care constă în inducerea unei t.e.m. în armătura rotorică de către cîmpul inductor din dreptul muchiei de intrare a statorului. Acest cîmp are, exact ca și densitatea liniară a solenației inductoare, o variație sinusoidală în timp în dreptul muchiei armăturii inductoare. T.e.m. indusă în armătura rotorică dă naștere la curenți, curenți care produc un cîmp de reacție ce anulează în permanență cîmpul produs de unda densității liniare a solenației statorului în dreptul marginii de intrare a blocului inductor.

Deci, pentru un punct oareacre de pe rotor, care la timpul t se găsește la distanța $X = x + v_2 t$ față de muchia de intrare a armăturii inductoare, cîmpul din întrefier este nul în dreptul lui în orice moment, atunci cînd el se găsește în axa de referință spațială S.

Înseamnă că putem scrie :

$$b_z\ (X,\ t)\Big|_{\substack{X=0 \\ t=t}} = 0. \qquad (18)$$

Sau dacă avem în vedere că din condiția $X = x + v_2 t = 0$ rezultă $t = -\frac{x}{v_2}$:

$$b_z\ (x,\ t)\Big|_{\substack{x=x \\ t=-\frac{x}{v_2}}} = 0. \qquad (18')$$

Relația 16) ne dă, dacă avem în vedere relația (18) :

$$b_z\left(x, -\frac{x}{v_2}\right) = -B'_z \cdot \sin\left[\frac{\pi}{\tau}\left(1 + \frac{s}{1-s}\right)x - \varphi\right] +$$

$$+ A \cdot \sin \cdot \left(\frac{\pi}{\tau} + \psi\right) e^{\frac{x}{v_2 T}} = 0$$

de unde rezultă :

$$\psi = \frac{\pi}{\tau}, \frac{s}{1-s}\, x - \varphi; \qquad (19)$$

$$A = B'_z \cdot e^{-\frac{x}{v_2 T}}.$$

Se poate scrie acum soluția finală a ecuției (7) :

$$b_z\ (x,\ t) = -B'_z \cdot \sin\left[\frac{\pi}{\tau}(x - s_1 vt) - \varphi\right] +$$

$$+ B'_z \cdot e^{-\frac{1}{T} \cdot \frac{x + v_2 t}{v_2}} \cdot \sin\left[\frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{1}{1-s}\, x - \varphi\right], \qquad (20)$$

unde :

B'_z și φ sînt dați de relațiile (11)'.

Deci cîmpul din întrefierul mașinii, $b_z(x, t)$, este rezultatul suprapunerii următoarelor două componente.

a) O undă care :

— se deplasează față de rotor cu viteza sv_1, la fel ca unda densității liniare a solenației statorice, în raport cu care este deci în repaus relativ ;

— are aceeași perioadă spațială 2τ ca și unda densității liniare a solenației statorice ;

— are amplitudinea constantă în timp ;

— este decalată spațial față de unda densității liniare a solenației statorice cu distanța $\frac{\varphi}{\pi}\tau$ care rămîne constantă pentru funcționarea la o alunecare dată.

b) Un cîmp fix față de rotor care :

— este periodic în raport cu variabila x, avînd perioada spațială $2(1 - s)\tau$, ce depinde deci de alunecarea rotorului ;

— are o amplitudine inițială care la muchia de intrare ($X = x + v_2 t = 0$) este egală cu B'_z și care apoi descrește, amortizîndu-se cu constanta de timp T, pe măsură ce pătrundem din ce în ce mai mult sub armătura inductoare.

Relația (20) o vom pune sub o formă mai convenabilă, care să ne permită trasarea cu ușurință a cîmpului în întrefier la un moment de timp dat. Pentru aceasta vom scrie :

$$\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{1}{1-s}\cdot x = \frac{\pi}{\tau}\left[x - sv_1 t + sv_1\left(t + \frac{x}{v_2}\right)\right]. \quad (21)$$

Ținînd seama de (21) relația (20) devine :

$$b_z(x,t) = -B'_d\left\{1 - e^{-\frac{x+v_2t}{Tv_2}}\left[\cos\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{s}{1-s}\cdot(x + v_2 t) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{s\omega_1 T}\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{s}{1-s}(x + v_2 t)\right]\right\}\sin\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t) +$$

$$+ B'_q\left\{1 - e^{-\frac{x+v_2t}{Tv_2}}\left[\cos\frac{\pi}{\tau}\frac{s}{1-s}(x + v_2 t) - \right.\right.$$

$$\left.\left. - s\omega_1 T\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{s}{1-s}(x + v_2 t)\right]\right\}\cos\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t). \quad (20)$$

Sub această ultimă formă, cîmpul exprimat în sistemul de coordonate rotoric se poate transcrie cu ușurință în sistemul de coordonate statoric, fix, dacă avem în vederea că $x + v_2 t = X$ și $x - sv_1 t = X - v_1 t$.

Astfel, se obține :

$$b_z(X, t) = -B_d(X)\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t) +$$

$$+ B_q(X)\cdot\cos\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t), \quad (22)$$

sau :

$$b_z(X, t) = B(X)\cdot\sin\left[\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t) - \beta\right],$$

unde :

$$B(X) = \sqrt{B_d^2(X) + B_q^2(X)}\,;\ \operatorname{tg}\beta = \frac{B_q(X)}{B_d(X)}.$$

Expresiile amplitudinilor celor două componente ale cîmpului sînt :

$$B_d(X) = B'_d\left[1 - e^{-\frac{X}{Tv_1(1-s)}}\left(\cos\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{sX}{1-s} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{s\omega_1 T}\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{sX}{1-s}\right)\right]; \quad (23)$$

$$B_q(X) = B'_q\left[1 - e^{-\frac{X}{Tv_1(1-s)}}\left(\cos\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{sX}{1-s} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - s\omega_1 T\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{sX}{1-s}\right)\right].$$

Comparînd variația cîmpului din întrefier cu expresia densității liniare a solenației statorice, $j_{1y}(X, t) = J_{1y}\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t)$, se observă că $b_z(X, t)$ este rezultatul suprapunerii a două unde ce se deplasează cu viteza de sincronism v_1. Cele două unde sînt în cuadratură spațială și au amplitudinile variabile de-a lungul armăturii inductoare.

Pentru variația cîmpului de-a lungul întrefierului la momentul $t = 0$, ținînd seama de (22) și (23) se obține :

$$b_z(X, 0) = -b_{zd}(X, 0) + b_{zq}(X, 0) =$$

$$= -B_d(X)\sin\frac{\pi}{\tau}X + B_q(X)\cos\frac{\pi}{\tau}X. \quad (24)$$

Curbele $B_d(X)$ și $B_q(X)$ sînt calculate în anexă pentru o anumită valoare particulară a alunecării s și a constantei de timp T. Este arătată totodată și configurația cîmpului $b_z(X, 0)$ la momentul $t = 0$.

Este de remarcat faptul că amplitudinea cîmpului rezultant $B(X)$, precum și a celor două componente ale acestuia, se stabilizează la o valoare de regim după aproximativ 12—15 pași polari.

Dacă ținem seama că în general lungimea armăturii inductoare nu poate depăși valoarea de 1 metru și că deci numărul de pași polari este limitat (în general la 10), înseamnă că la o mașină liniară, amplitudinea cîmpului rezultant din întrefier nu ajunge să atingă o valoare aproape constantă de-a lungul întrefierului.

Calculul forței

Valoarea forței medii ce se dezvoltă de către o astfel de mașină este :

$$F_{med} = l \cdot \int_0^{n\tau} \left[\frac{1}{T} \int_0^T b_z(X,t) \cdot j_{1y}(X,t) \cdot dt \right] \cdot dX, \tag{25}$$

unde l este lățimea armăturii inductoare; n — — numărul de poli ai mașinii iar $T = \frac{2\pi}{\omega}$ — — perioada celor două mărimi armonice b_z și j_{1y} la X = constant.

Relația (25) ne dă forța ce se exercită asupra armăturii inductoare. Dacă ținem seama de expresiile lui $j_{1y}(X,t)$ și $b_z(X,t)$ date de relațiile (3) și respectiv (22), putem scrie :

$$F_{med} = -\frac{1}{2} l \int_0^{n\tau} B_d(X) \cdot J_{1y} \cdot dX, \tag{26}$$

sau dacă se fac calculele :

$$F_{med} = -\frac{1}{2} B'_d \cdot J_{1y} \cdot n \cdot \tau \cdot l \left[1 - \frac{1-s}{n\pi s} \cdot e^{-\frac{n\tau}{Tv_1(1-s)}} \cdot \sin \frac{\pi s n}{1-s} \right]. \tag{27}$$

Semnul minus care apare în relație, arată că F_{med} ce se exercită asupra armăturii inductoare, este în sens contrar direcției coordonatei X.

Evident puterea electromagnetică dezvoltată este egală cu

$$P = F_{med} \cdot v_1 (1 - s). \tag{28}$$

Interpretarea rezultatelor obținute

1) Se observă cu ușurință că T dat de relația (10) are dimensiunea timpului. Semnificația fizică a acestei mărimi pe care o vom denumi constanta de timp a mașinii este următoarea :

— ea este egală cu timpul în care curenții induși în armătura rotorică datorită efectului de margine, descresc la valoarea $\frac{1}{e}$ din cea pe care au avut-o în dreptul muchiei de intrare a armăturii inductoare.

Valoarea acestei constante de timp, ținînd seama de valorile uzuale ale pasului polar τ ale întrefierului δ, precum și de grosimea armăturii rotorice confecționată în general din aluminiu, este de $(2 \div 6) \cdot 10^{-2}$ s.

2) Din expresiile (23) se observă cu ușurință că :

$$\lim_{X \to \infty} B_d(X) = B'_d; \qquad \lim_{X \to \infty} B_q(X) = B'_q; \tag{29}$$

adică, variația amplitudinilor celor două componente ale cîmpului din întrefier, tind pentru X suficient de mare, spre valorile din cazul mașinii rotative echivalentă celei liniare.

Mașina rotativă echivalentă mașinii liniare trebuie să aibă :

— aceeași valoare pentru întrefierul echivalent δ;

— aceeași valoare a rezistivității de suprafață ρ_s a cămășii conductoare cu care se echivalează colivia rotorică;

— lungimea ideală a mașinii rotative să fie egală cu lățimea ideală la mașini liniare;

— același număr de poli;

— aceeași mărime a pasului polar τ precum și același factor de bobinaj pentru înfășurarea statorică.

3) Dacă $v_2 = v_{1s}$ atunci :

$$\lim_{s \to 0} B_d(X) = 0;$$

$$\lim_{s \to 0} B_q(X) = \frac{\rho_s J_{1y}}{\omega_1^3 \cdot v_1 T^3} (1 - e^{-\frac{X}{Tv_1}}). \tag{30}$$

Relațiile (30) arată că pentru viteza de sincronism forța dezvoltată de mașină este nulă, aceasta absorbind de la rețea numai puterea reactivă. Situația este deci analogă mașinii rotative.

4) Variația amplitudinii cîmpului de-a lungul întrefierului ;

$$B(X) = \sqrt{B_d^2(X) + B_q^2(X)}, \tag{31}$$

se schimbă funcție de alunecare.
Totodată, dacă se consideră că mașina merge la o alunecare constantă, iar dinții inductorului au toți aceeași lățime, aceștia vor fi solicitați neuniform din punct de vedere magnetic și mecanic.

5) Față de mașina rotativă echivalentă, care dezvoltă o forță ce se exercită tangențial, uniform repartizată de-a lungul periferiei statorului sau rotorului, mașina liniară dezvoltă o forță mai mică, în raportul :

$$\frac{F_{med} \text{ (mașină liniară)}}{F_{med} \text{ (mașină rotativă echiv.)}} = 1 - \frac{1-s}{\pi \cdot n \cdot s} \cdot e^{-\frac{n\tau}{Tv_1(1-s)}} \cdot \sin \frac{\pi s \cdot n}{1-s}. \tag{32}$$

Se observă că acest raport este variabil funcție de alunecare. De asemenea, dacă numărul de poli n sau mărimea pasului polar τ tind către infinit raportul celor două forțe tinde către 1. Pentru valorile uzuale ale alunecării s și ale parametrilor n, τ și T relația (38) dă valori cuprinse între 0,93—0,97.

De exemplu, pentru cazul: $s = 0{,}03$; $n = 6$ poli; $\tau = 10$ cm; $T = 3 \cdot 10^{-2}$ s; $v_1 = 2 \cdot \tau$; $f = 10$ m/s, rezultă raportul celor două forțe, de aproximativ 0,96.

„Teoria fizică" a motorului electric liniar

Se poate face o analiză simplificată a acestei probleme așa cum se obișnuiește de multe ori în literatură [19].

Simplificarea care se face constă în neglijarea curentului de magnetizare, sau, ceea ce este același lucru, în neglijarea întrefierului. Aceasta revine la a considera o mașină cu circuit magnetic perfect, avînd reactanța corespunzătoare circuitului magnetic $X\mu = \infty$. Se elaborează în acest caz o așa numită „teorie fizică" analogă celei care se face în cazul transformatorului electric.

În cazul de față rezultatele unei astfel de analize vor fi obținute imediat ținînd seama că pentru $\delta = 0, T$ devine infinit iar $\varphi = 0$. Cu aceste observații, relația (22) în care vom ține seama de valorile lui B_d și B_q date de (23) devine:

$$b_z(X,t) = -\,B_d(X)\sin\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t) + B_q(X)\cdot\cos\frac{\pi}{\tau}(X - v_1 t), \qquad (33)$$

unde, de data aceasta, expresiile amplitudinilor celor două componente ale cîmpului sînt:

$$B_d(X) = \frac{\rho_s J_{1y}}{s v_1}\left(1 - \cos\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{s\cdot X}{1-s}\right),$$

$$B_q(X) = \frac{\rho_s J_{1y}}{s v_1}\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{sX}{1-s}. \qquad (34)$$

Expresia (33) mai poate fi pusă și sub forma:

$$b_z(X,t) = 2\frac{\rho_s J_{1y}}{s v_1}\cdot\sin\frac{\pi}{2\tau}\frac{sX}{1-s}\cdot\cos\frac{\pi}{\tau}\left[X - v_1 t - \frac{sX}{2(1-s)}\right]. \qquad (33)$$

Pentru F_{med}, ținînd seama de (27), se obține:

$$F_{med} = -\frac{1}{2}\frac{\rho_s \cdot J_{1y}^2}{s v_1}\cdot n\cdot\tau\cdot l\cdot\left[1 - \frac{1-s}{n\pi s}\cdot\sin\frac{\pi s n}{1-s}\right], \qquad (35)$$

relație care rezultă și din aplicarea relației generale (26), B_d în acest caz fiind cel dat de (34).

Este interesant să comparăm această valoare a forței cu cea obținută pentru cazul în care considerăm curentul de magnetizare diferit de zero:

$$\frac{F_{med}(\delta \neq 0)}{F_{med}(\delta = 0)} = \frac{s^2}{s^2 + \dfrac{1}{\omega_1^2 T^2}}\cdot \left[1 - \frac{1-s}{n\pi s}\, e^{-\frac{n\tau}{T v_1 (1-s)}}\cdot\sin\frac{n\pi s}{1-s}\right] \Big/ \left[1 - \frac{1-s}{n\pi s}\cdot\sin\frac{n\pi s}{1-s}\right]. \qquad (36)$$

Pentru desprinderea anumitor concluzii privitoare la mărimea întrefierului care să ducă la o valoare maximă a raportului dat de relația (36), vom trasa curba:

$$\frac{F_{med}(\delta \neq 0)}{F_{med}(\delta = 0)} = f(T). \qquad (37)$$

Această curbă, dacă ținem seama că T dat de relația (10) poate fi pus sub forma $T = K/\delta$, reprezintă la altă scară variația raportului celor două forțe funcție de $1/\delta$. Calculul caracteristicii dată de relația (37), este făcută în anexa 2 pentru o valoare particulară a parametrilor s, τ și n. Se observă că pentru T cuprins în plaja $(10 \div 16)\cdot 10^{-2}$ secunde, obținem pentru F_{med} $(\delta \neq 0)$ valoarea maximă. Dacă avem în vedere aceeași mașină care funcționează la alunecări diferite și trasăm o familie de caracteristici date de relația (37) la diverse valori ale lui s, concluzia în ceea ce privește maximul lui F_{med} $(\delta \neq 0)$ rămîne aceeași.

Această valoare a lui T nu poate fi realizată însă din punct de vedere constructiv, căci ar rezulta pentru întrefierul δ valori mai mici decît grosimea Δ a armăturii rotorului. Valoarea maximă posibilă a lui T (sau minima lui δ) este cea pentru care $\delta = \Delta$.

Obținem, de exemplu, pentru cazul că armătura rotorului este din cupru și $\tau = 10$ cm $T_{max} = 7{,}2 \cdot 10^{-2}$ s, valoare mult inferioară celei pentru care, la alunecarea $s = 0{,}033$, am obținut forța de tracțiune maximă.

Această valoare a lui T_{max} realizabilă constructiv, fiind deci mai mică decît cea care din punct de vedere teoretic duce la obținerea lui F_{max}, înseamnă că valoarea lui δ trebuie să fie cît mai apropiată de grosimea Δ a armăturii rotorice.

Dacă ținem seama de valorile uzuale ale pasului polar τ (impusă de obținerea unei anumite viteze) și de rezistivitățile materialelor δ din care este confecționat rotorul, T_{max} realizabil constructiv are valori cuprinse între $(4 \div 8)\ 10^{-2}$ s.

ANEXA 1

Calculul repartiției amplitudinii cîmpului magnetic rezultant din întrefierul unei mașini liniare pentru următoarele valori particulare ale parametrilor:

$$s = 0{,}033\,;\quad v_1 = 10\ \text{m/s}\,;\quad T = 3{\cdot}10^{-2}\ \text{s}.$$

Vom considera valorile raportate ale amplitudinii cîmpului magnetic rezultant, precum și ale celor două componente ale acestuia. Raportarea o vom face la mărirea $\rho_s \cdot J_{1y}/v_1$:

$$B_d^r(X) = (B_d')^r \left[1 - e^{-\frac{X}{Tv_1(1-s)}}\right]\left(\cos\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{sX}{1-s} + \frac{1}{s\omega_1 T}\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{sX}{1-s)}\right);$$

$$B_q^r(X) = (B_q')^r \left[\left[1 - e^{-\frac{X}{Tv_1(1-s)}}\right]\left(\cos\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{sX}{1-s} - s\omega_1 T\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}\cdot\frac{sX}{1-s}\right);\right.$$

$$B^r(X) = \sqrt{[B_d^r(X)]^2 + [B_q^r(X)]^2},$$

unde:

$$(B_d')^r = B_d'\cdot\frac{v_1}{\rho_s J_{1y}};\qquad (B_q')^r = B_q'\frac{v_1}{\rho_s J_{1y}}.$$

Dacă vom considera $X = n\tau$ și ținem seamă de valorile particulare pentru care calculăm variația amplitudinilor de-a lungul întrefierului, rezultă următoarele relații de calcul:

$$B_d^r(n) = 2{,}66\ [1 - 0{,}71^n\cdot(\cos 0{,}034\cdot n\cdot\pi + 3{,}22\cdot\sin 0{,}034\cdot n\cdot\pi)]\,;$$

$$B_q^r(n) = 8{,}6\ [1 - 0{,}71^n\,(\cos 0{,}034\cdot n\pi - 0{,}31\cdot\sin 0{,}034\cdot n\cdot\pi)]\,;$$

$$B^r(n) = \sqrt{[B_d^r(n)]^2 +]\,B_q^r(n)]^2}\,.$$

Rezultatele calculului sînt trecute în tabela 1 în care s-a ținut seama că $\tau = v_1/2f = 0{,}1$ m.

Tabela 1

n	$X = 0{,}1\cdot n$ m	0.71^n	$\alpha = 0{,}034.\pi.n$	sin α	cos α	B_d^r	B_q^r	B^r
0	0	1	0	0	1	0	0	0
2	0,2	0,5	12°12′	0,21	0,98	0,457	4,67	4,68
4	0,4	0,25	24°24′	0,41	0,91	1,175	6,9	6,96
6	0,6	0,125	36′36′	0,6	0,8	1,74	7,93	8,13
8	0,8	0,0625	48°48′	0,75	0,65	2,15	8,36	8,65
10	1	0,0312	61°	0,87	0,48	2,38	8,55	8,85
12	1,2	0,0156	73°12′	0,96	0,29	2,52	8,6	8,96
14	1,4	0,0078	85°24′	0,996	0,08	2,6	8,6	9
		0				2,66	8,6	9,02

Pe cele două grafice, care arată variația amplitudinilor $B_d^r(X)$ și $B_q^r(X)$, s-au trasat și distribuțiile celor două componente ale timpului de-a lungul întrefierului, pentru momentul de timp $t = 0$:

$$b_z^r(X, 0) = -\,b_{zd}^r(X, 0) + b_{zq}^r(X, 0),$$

unde:

$$b_{zd}^r(X, 0) = B_d^r(X)\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}X\,;$$

$$b_{zq}^r(X, 0) = B_q^r(X)\cdot\cos\frac{\pi}{\tau}X.$$

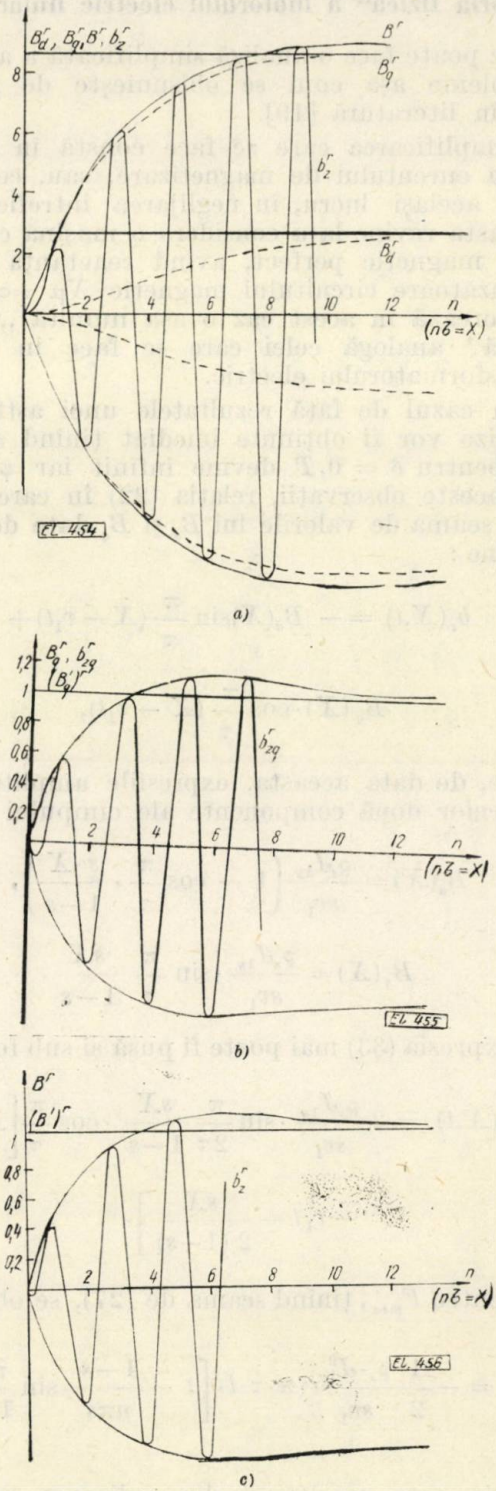


Fig. 4

Fig. 4. *a, b, c.* Variația de-a lungul întrefierului a amplitudinilor B_d, B_q și B pentru o valoare particulară a lui s și T.

În figura 4 se arată variația amplitudinilor $B_d^r(X)$, $B_q^r(X)$, $B^r(X)$ de-a lungul întrefierului.

ANEXA 2

Calculul variației forței dezvoltate de o mașină liniară funcție de valoarea constantei de timp a mașinii, T

Se va calcula mărimea acestei forțe raportată la aceea din situația în care considerăm mașina idealizată ($\delta = 0$) și în cazul particular în care $s = 0{,}033$; $\tau = 10$ cm; $v_1 = 2\tau \cdot f = 10$ m/s și $n = 6$ poli.

Dacă ținem seama de relația (26), pentru valorile particulare ale parametrilor indicați, se obține următoarea relație de calcul:

$$\frac{F_{med}\,(\delta \neq 0)}{F_{med}\,(\delta \neq 0)} = \frac{0{,}157}{0{,}011 + \frac{10^{-4}}{T^2}}\,(1 - 0{,}93.e^{-\frac{0{,}062}{T}}).$$

Tabela 2

T s	$e^{-\frac{0{,}062}{T}}$	$\frac{F_{med}\,(\delta \neq 0)}{F_{med}\,(\delta = 0)}$
$0 (\delta = \infty)$	0	0
$2 \cdot 10^{-2}$	0,0735	0,636
$4 \cdot 10^{-2}$	0,213	1,71
$6 \cdot 10^{-2}$	0,357	2,77
$10 \cdot 10^{-2}$	0,545	3,8
$14 \cdot 10^{-2}$	0,652	3,88
$20 \cdot 10^{-2}$	0,735	3,65
$\infty (\delta = 0)$	1	1

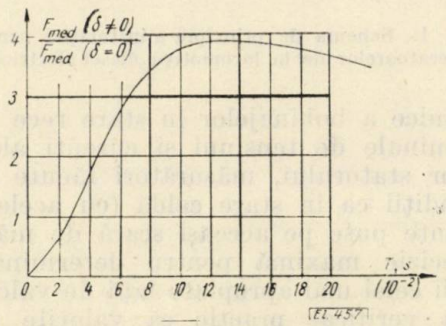


Fig. 5. Variația forței de tracțiune funcție de constanta de timp T pentru o valoare particulară a lui s și n.

Rezultatele calculului sînt trecute în tabela 2, iar curba este trasată în figura 5.

Bibliografie

[1] *Laithwaite, E. R.* Linear induction motors. În: Proc. I.E.E. **104** A, 1957, p. 461–470.

[2] *Laithwaite, E. R.*, Hesmodhalgh și Tipping. The application of linear induction motors to conveyors. In: Proc. I.E.E.**107** A, 1960, p. 284–294.

[3] *Shturman, G.I* și *Aranov, R. L.* Kraevoi effect v inducționnîh mașinah s razomonutîm magnitoprovodom. In: Elektricestvo, nr. 2, 1957, p. 54.

[4] *Poloujadoff*, M. Calcul des caractéristiques des moteurs asynchronés polyphasés à entrefer plan. In: R.G.E., nr, 75, 1966, p. 859–863.

[5] *Poloujadoff*, M. Perfectionnement à la théorie des moteurs d'induction linéaires destinés à la traction. In: C.R. Acad. Sci. (Paris), **263**, seria B, 1966, p. 605–607.

[6] *Preston, T. W.* și *Reece, A. B.* Transverse edge effects in linear induction motors. In: Proc. I.E.E. **116**, nr. 6, 1969, p. 973–979.

[7] *Nasar, S. A.* Electromagnetic fields and forces in a linear induction motor taking into account edge effects. In: Proc. I.E.E. *116*, nr. 4, 1969, p. 605–609.

[8] *Nix, G, F.* și *Laithwaite, E. R.* Linear induction motors for low-speed and standstill application. In: Proc. I.E.E., **113**, nr. 6, 1066, p. 1044–56.

[9] *Macchiaroli, B.* Motori ad induzione liniari. In: L' Energia electrice, Milano, nr. 1, 1965, p. 21–27.

[10] *Barlow, H. E.* Travelling-field theory of induction type instruments and Motors. In: Proc. I.E.E., **112**, nr. 6, 1965, p. 1208–1214.

[11] *Campanari, E.* Motori asincroni rettilinei. In: Elettrotecnica, **54**, nr. 9, 1967, p. 716–727.

[12] *Laithwaite, E. R.* și *Barwell, F. T.* Linear induction motors for high-speed vailways. In: Electronics & Power, London, **10**, nr. 4, 1964, p. 100–103.

[13] *Laithwaite, E. R.* Machines with open magnetic circuits. In: Electrical Review, **181**, nr. 26, 967, p. 942–43.

[14] *Blake, L.R.* Conduction and induction pomps for liquid metalls. In: Proc. I.E.E., **104** A, nr. 13, 1957, p. 49–62.

[15] *Laithwaite, E. R* The goodness of a machine. In: Proc. I.E.E., **112** A. nr. 3, 1965, p. 538–541.

[16] *Remy, E*, și *Victorr, M.* Application du moteur linéaire. In: R.G.E., nr. 4, 1969, p. 362–71.

[17] *Cullen, A. L.* și *Barton, T. H.* A simplified electromagnetic theory of the induction motor using the concept of wave impedance. În: Proc. I.E.E., **105** C, 1958, p. 331–334.

[18] *Laithwaite, E. R.* Same aspects of electrical machines with open magnetic circuits. In: Proc. I.E.E., **115**, nr, 9, 1968, p. 1 275–1 283.

[19] *Fransua, Al.* și *Teodorescu, D.* Servomotoare electrice în sistemele automate. București, Ed. Tehnică, 1966.

[20] *Laithwaite, E.R.* Induction machines for special purposes. London, Ed. George Newnes, 1966.

Intrat în redacție la 3. III. 1970

Folosirea unui motor de antrenare la probele de sarcină în opoziţie a generatoarelor de tracţiune de la locomotiva diesel-electrică de 2100 CP

VLADIMIR POPOVICI — Timişoara şi GHEORGHE HURDUC — Bucureşti *

CZ 621.333.077

1. — Una din cele mai importante probe la maşinile de tracţiune, obligatorie şi ca probă de serie, este proba de sarcină în regim uniorar. Acest regim se caracterizează prin pornirea din starea rece a maşinii ţinîndu-se timp de o oră în sarcină la parametrii prescrişi. De obicei maşinile sînt astfel dimensionate încît la regimul uniorar încălzirile obţinute sînt foarte apropiate de încălzirea maximă admisă (uneori pînă la 1—2°C). Din această cauză proba de mai sus constituie o problemă destul de delicată pentru standul de probă întrucît maşina trebuie pusă în sarcină la turaţia nominală într-un timp minim şi, de asemenea, scoasă din sarcină şi adusă la turaţia zero într-un timp minim, pentru măsurarea încălzirii rotorului.

2. — Avînd în vedere inerţia mecanică mare a rotorului generatorului de tracţiune de la locomotiva disel-electrică de 2 100 CP (1 350 kW, 1 080 rot/min) precum şi siguranţa, precizia şi rapiditatea cu care trebuie executată proba pentru a nu fi ratată, schema cea mai potrivită s-a dovedit a fi următoarea : maşina de încercat în regim de generator este pusă în opoziţie cu o maşină identică ce funcţionează în regim de motor, iar suma pierderilor celor două maşini este preluată de un motor corespunzător, cuplat între cele două maşini. Cuplarea motorului între maşinile de încercat impune dimensionarea axului acestuia astfel ca să reziste la eforturile de torsiune corespunzătoare unei puteri de 1 350 kW. Aşezarea motorului de acţionare între maşinile de încercat este impusă din cauza construcţiei speciale a generatorului de tracţiune.

Schema electrică a instalaţiei este prezentată în figura 1.

Folosirea unui motor de antrenare în probe pentru acoperirea pierderilor maşinilor de încercat, prezintă următoarele avantagii :

2.1. Spre deosebire de celelalte scheme, [1] — [5] permite punerea foarte rapidă în sarcină la parametrii doriţi datorită faptului că maşina de încercat în regim de generator, *G*, cuplată mecanic şi electric cu maşina de parametri egali cu prima dar funcţionînd în regim de motor, M şi ambele cuplate mecanic cu motorul de antrenare, *Ma*, pot fi aduse la turaţia nominală fără încălzirea bobinajelor lui *G* şi *M*, numai prin alimentarea motorului *Ma*. De asemenea, aduse la turaţia nominală *G* şi *M* pot fi excitate în gol pînă la tensiunea cerută de proba respectivă. Acestea fiind realizate, punerea în sarcină este foarte uşoară şi rapidă (de durata 10—15 secunde) ceea ce permite măsurarea rezistenţei

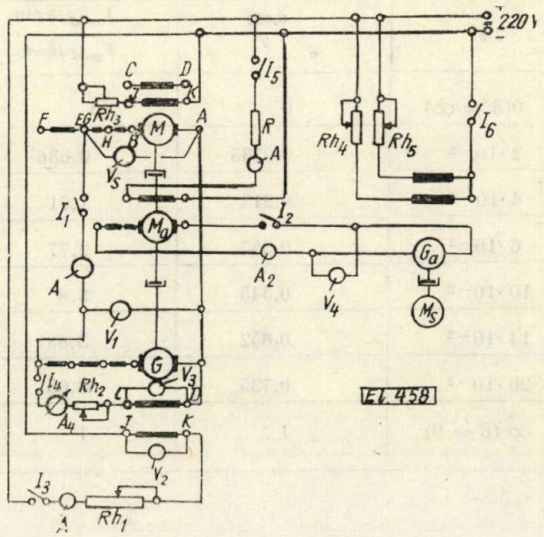


Fig. 1. Schema de principiu a instalaţiei pentru încercarea generatoarelor de la locomotiva diesel-electrică de 2 100 CP

ohmice a bobinajelor în stare rece la valorile nominale de tensiuni şi curenţi ale înfăşurărilor statorului, măsurători făcute în aceleaşi condiţii ca în stare caldă (cu aceleaşi instrumente puse pe aceeaşi scară de măsură), deci precizie maximă pentru determinarea încălzirii celei mai apropiate faţă de valoarea reală. S-a verificat practic că valorile obţinute la măsurarea rezistenţei ohmice cu maşina pusă în sarcină, după 10—15 secunde, în felul în care s-a arătat mai sus, sînt atît de apropiate de valorile obţinute cu maşina în stare rece înainte de punerea în rotaţie, încît pot fi neglijate. Aceasta elimină discuţia momentului cînd să înceapă cronometrarea timpului pentru începerea regimului uniorar.

2.2. La măsurarea temperaturii în stare caldă a înfăşurării rotorului, măsurare ce nu este posibilă decît în starea de repaus a acestuia, normele impun următoarele : în mod obligatoriu, primele măsurători de temperatură vor fi făcute în maximum 90 secunde de la întreruperea sarcinii. Valorile obţinute la măsurătorile făcute pînă la maximum 30 secunde

* Prof. dr. ing. *Vl. Popovici* este şef de catedră la Facultatea de mecanică a Institutului politehnic din Timişoara, iar *Gh. Hurduc* este tehnician la Uzina de maşini grele şi agregate Bucureşti.

de la întreruperea sarcinii, pot fi considerate ca valori reale ale temperaturii în momentul întreruperii sarcinii, ne mai fiind obligatorie extrapolarea curbei de răcire pînă la timpul *O* de la întreruperea sarcinii.

Pentru realizarea condițiilor impuse, arătate mai sus, este necesar ca aducerea rotorului de la turația nominală în starea de repaus, timpul dintre întreruperea sarcinii și prima măsurătoare de temperatură, precum și realizarea instalației de măsurare a temperaturii să fie făcute în *maximum 90 secunde*. Folosirea în schemă a motorului de antrenare permite ușor acest lucru. În majoritatea cazurilor se obțin timpi de măsurare a temperaturii rotorului sub 20 secunde. Aceasta se datorește faptului că generatorul *Ga* care alimentează motorul de antrenare *Ma*, generator cuplat mecanic cu motorul sincron *Ms* alimentat din rețeaua de 6 kV, în afară de înfășurarea de excitație normală de pe polii principali, mai are pe aceiași poli o înfășurare suplimentară care, conectată invers decît prima, o anulează pe aceasta. Reglajul este astfel făcut încît atunci cînd bobinajul normal este excitat la maximum, să se obțină ușor tensiunea necesară pentru alimentarea în sarcină a motorului *Ma*. Cînd bobinajul normal este excitat spre minimum (reostatul de excitație se găsește în primul sfert de ploturi), polaritatea de la bornele generatorului *Ga* se inversează iar motorul *Ma*, excitat separat, tinde să se rotească în sens invers. În felul acesta este posibilă o frînare rapidă prin recuperare a motorului *Ma* cu valoare de curent mare pînă la turația zero. Ampermetrul care arată curentul din circuitul motorului *Ma* este un instrument avînd poziția de zero la mijlocul scalei, tocmai pentru motivul de a putea urmări valoarea curentului pentru ambele polarități.

În momentul frînării prin recuperare, cînd turația scade foarte repede, este posibilă menținerea curentului de sarcină la valoarea nominală din circuitul rotorului generatorului de încercat *G* pînă la o turație aproape de valoarea zero. Aceasta are un dublu scop : micșorarea la minimum a timpului scurs de la întreruperea sarcinii pînă la prima citire de temperatură și micșorarea timpului de frînare prin adăugarea sarcinii creată de opoziția dintre generatorul *G* și motorul *M*. La toate acestea se adaugă manevrarea foarte simplă a instalației care poate fi făcută numai de 2 oameni fără prea mare calificare.

2.3. — Simplificarea la minimum a determinării pierderilor în gol a mașinii de încercat fără a reduce precizia de determinare, este un alt avantaj.

Motorul de antrenare *Ma* se decuplează de la mașina *M* rămînînd cuplat numai cu mașina *G* care se încearcă. Pentru determinarea pierderilor mecanice ale lui *G*, acesta se rotește la turația nominală neexcitată și se măsoară puterea absorbită de motorul *Ma*. Pentru determinarea pierderilor magnetice în gol, *G* fiind la turația nominală, se excită pînă la tensiunea nominală și se măsoară din nou puterea absorbită de *Ma* în această situație. Se oprește motorul *Ma* și se decuplează *G*. Se pune din nou în rotație *Ma* pînă la turația nominală și se măsoară puterea absorbită de *Ma* în această a treia situație. Avînd aceste 3 valori, prin operații de scădere, se pot determina pierderile în gol ale lui *G*.

Această metodă de determinare a pierderilor în gol este mai precisă decît metoda de determinare a pierderilor în gol prin antrenarea mașinii de încercat ca motor. Aceasta cu atît mai mult cu cît generatorul de tracțiune, constructiv, are un singur lagăr, al doilea lagăr fiind cel al motorului. Deci pierderile celui de al doilea lagăr trebuie determinate și scăzute, o sursă în plus pentru reducerea preciziei metodei.

2.4. — Unul dintre cele mai importante avantaje ale folosirii metodei de punere în sarcină cu motor de antrenare, este stabilitatea funcționării schemei și ușurința de manevrare a acesteia. Pendulările de sarcină sînt complet înlăturate, spre deosebire de celelalte scheme. Regimul cerut, o dată reglat, se menține foarte constant, cu ușoare corecturi din cauza variației rezistenței ohmice a circuitului electric datorită încălzirii acestora.

Trecerea de la un regim de sarcină la altul, lucru cerut permanent la generatorul de tracțiune la care, la o putere constantă de 1 350 kW, regimul de tensiune și curent variază în limitele 550—890 V și 2 460—1 520 A, este foarte ușor de realizat deoarece turația motorului Ma este

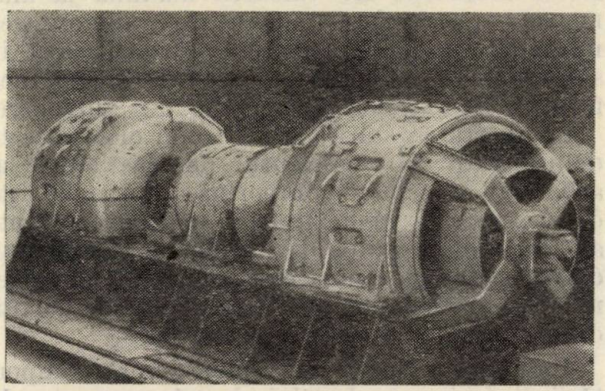


Fig. 2. Vedere de ansamblu a standului pentru încercarea generatoarelor de tracțiune realizate la uzina Electroputere Craiova.

menținută constantă în mod independent de circuitul electric dintre *G* și *M*.

2.5. — În schema de sarcină fără motor de antrenare *Ma*, practic nu este posibil un studiu al comutației generatorului de tracțiune, studiu care trebuie făcut la fiecare mașină în parte

avînd în vedere mărimea şi condiţiile de lucru (curenţi de sarcină foarte variabili).

Ridicarea curbelor limită de scînteiere, este făcută prin alimentarea suplimentară a polilor de comutaţie, ceea ce nu se poate realiza la schema fără motor de antrenare, deoarece dă naştere la mari pendulări.

3. — Din cele prezentate rezultă că schema cu motor de antrenare, permite executarea tuturor probelor electrice impuse de normele UIC în modul cel mai elegant posibil.

Costul motorului de antrenare intermediar este cu prisosinţă acoperit prin simplificarea, exactitatea şi comoditatea probelor şi asigurarea perfectă a maşinilor supuse probelor, contra ambalărilor ocazionale, care pot provoca pagube mari şi accidente grave în special la încercarea unor agregate electrice mari de mărimea generatorului de tracţiune de la locomotiva diesel-electrică de 2 100 CP.

Schema descrisă a fost realizată (fig. 2) la standul de probă al uzinelor Electroputere Craiova, unde s-au încercat pînă acum circa 800 de generatoare, iar avantagiile enumerate au fost verificate experimental.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. I. Bucureşti, Editura tehnică, 1960, p. 532.
[2] *Jerve, G. K.* Promîşlenie ispîtaniia electriceschih maşin. Moscova, Gosenergoizdat, p. 258—267.
[3] *Imaş, S. D.* Ispîtanie electrodvigatelei dlia ugolnîh saht. Ugletechizdat, 1954, p. 46—47.
[4] *Piotrovschi, L. M.* şi alţii. Ispîtanie electriceschih maşin. Leningrad. Gosenergoizdat, 1960.
[5] *Nurnberg, W.* Încercarea maşinilor electrice, Berlin, 1955.

Intrat în redacţie la 6.IV.1970

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Ipoteze simplificatoare privind studiul comportării dinamice a arborelui electric

GHEORGHE MARGA* — Braşov

CZ 621.34:621.313.2.012.6:621.3.016.352

Arborele electric de compensaţie (cu maşini auxiliare) este arborele cel mai complex şi mai eficace dintre toate tipurile de arbori electrici. Capacitatea mare de încărcare, siguranţa în exploatare, simplitatea schemei electrice de alimentare sînt numai cîteva din însuşirile mai importante ale arborelui electric cu maşini auxiliare. Capacitatea de încărcare a arborelui electric cu maşini auxiliare, este determinată de coeficientul de elasticitate c_a al arborelui. Acest coeficient are valoarea maximă la alunecarea $s = 2$, fapt pentru care alimentarea maşinilor auxiliare asincrone se realizează în succesiune inversă a fazelor faţă de succesiunea fazelor motoarelor principale de antrenare.

Comportarea statică a arborelui electric este determinată de coeficientul de elasticitate al arborelui. În schimb comportarea dinamică este determinată de momentele de inerţie rezultante ale celor două grupe de maşini, de coeficienţii de amortizare ai motoarelor principale de antrenare şi ai maşinilor auxiliare şi de coeficienţii de elasticitate ai maşinilor auxiliare.

Influenţa tuturor mărimilor asupra comportării dinamice a arborelui electric se poate observa analizînd funcţia de transfer a arborelui electric, la care mărimea de intrare reprezintă diferenţa cuplurilor rezistente ce acţionează asupra celor două grupe de maşini, iar mărimea de ieşire reprezintă unghiul electric de decalaj dintre rotoarele maşinilor auxiliare.

În cazul general funcţia de transfer a arborelui electric [5] este de ordinul al treilea.

Studiul greoi al comportării dinamice şi realizarea mai complicată a reglării automate adaptive a unui anumit parametru al arborelui, folosind funcţia de transfer de ordinul al treilea a impus introducerea unor ipoteze simplificatoare care să determine reducerea ordinului funcţiei de transfer.

În continuare se vor arăta ipotezele simplificatoare care permit obţinerea funcţiei de transfer de ordinul al doilea.

1. Ecuaţia diferenţială completă de mişcare a arborelui electric

Arborele electric cu maşini auxiliare se vede în figura 1.

Ecuaţiile de mişcare ale celor două grupe de maşini ale arborelui se pot scrie :

$$\theta_1 \ddot{\varphi}_1 = M_{a1} + M_{p1} - M_{r1} \qquad (1)$$

$$\theta_2 \ddot{\varphi}_2 = M_{a2} + M_{p2} - M_{r2}, \qquad (2)$$

unde θ_1 şi θ_2 reprezintă momentele de inerţie ale celor două grupe de maşini, iar :

$$M_{a1} = M_{a10} - c_{a11}(\varphi_1 - \varphi_{10}) - c_{a12}(\varphi_2 - \varphi_{20}) - d_{a11}(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_{10}) - d_{a12}(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_{20}) \qquad (3)$$

$$M_{a2} = M_{a20} - c_{a21}(\varphi_1 - \varphi_{10}) - c_{a22}(\varphi_2 - \varphi_{20}) - d_{a21} - (\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_{10}) - d_{a22}(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_{20}) \qquad (4)$$

* Dr. ing. *G. Marga* este conf. la Institutul politehnic—Braşov.

reprezintă cuplurile maşinilor auxiliare în regim dinamic şi :

$$M_{p1} = M_{p10} + d_{p1}(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_{10}) \quad (5)$$

$$M_{p2} = M_{p20} + d_{p2}(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_{20}) \quad (6)$$

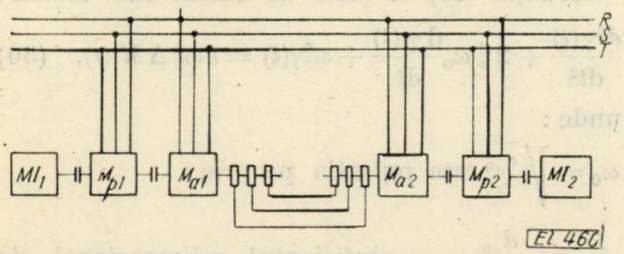


Fig. 1. Schema arborelui electric cu maşini auxiliare.

reprezintă cuplurile motoarelor principale de antrenare în regim dinamic;

$$M_{r1} = M_{r10} + d_{r1}(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_{10}) \quad (7)$$

$$M_{r2} = M_{r20} + d_{r2}(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_{20}) \quad (8)$$

reprezintă cuplurile rezistente ale maşinilor de lucru în regim dinamic. Pentru studiul stabilităţii dinamice al arborelui electric se neglijează coeficienţii de amortizare $d_{r1} \cong d_{r2} \cong 0$ ai maşinilor de lucru.

S-au mai folosit relaţiile :

$$\varphi_1 = \varphi_{10} + \psi_1; \quad \dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_{10} + \dot{\psi}_1; \ddot{\varphi}_1 = \ddot{\psi}_1 \quad (9)$$

$$\varphi_2 = \varphi_{20} + \psi_2; \quad \dot{\varphi}_2 = \dot{\varphi}_{20} + \dot{\psi}_2; \ddot{\varphi}_2 = \ddot{\psi}_2, \quad (10)$$

în care ψ_1 şi ψ_2 reprezintă abaterile unghiurilor maşinii 1 şi al maşinii 2 faţă de stările respective de echilibru φ_{10} şi φ_{20}.

După înlocuiri, ecuaţiile (1) şi (2) devin :

$$\theta_1\ddot{\psi}_1 = M_{a10} - c_{a11}\psi_1 - c_{a12}\psi_2 - d_{a11}\dot{\psi}_1 - d_{a12}\dot{\psi}_2 + M_{p1} + d_{p1}\dot{\psi}_1 - M_{r10} \quad (11)$$

$$\theta_2\ddot{\psi}_2 = M_{a20} - c_{a21}\psi_1 - c_{a22}\psi_2 - d_{a21}\dot{\psi}_1 - d_{a22}\dot{\psi}_2 + M_{p2} + d_{p2}\dot{\psi}_2 - M_{r20}. \quad (12)$$

În condiţiile echilibrului static ecuaţiile (9) şi (10) devin :

$$\varphi_1 = \varphi_{10}; \ \dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_{10}; \quad \dot{\psi}_1 = 0, \ \ddot{\psi}_1 = 0 \quad (13)$$

$$\varphi_2 = \varphi_{20}; \ \dot{\varphi}_2 = \dot{\varphi}_{20}; \quad \dot{\psi}_2 = 0; \ \ddot{\psi}_2 = 0. \quad (14)$$

Echilibrul static al cuplurilor este exprimat de ecuaţiile :

$$M_{a10} + M_{p10} - M_{r10} = 0 \quad (15)$$

$$M_{a20} + M_{p20} - M_{r20} = 0, \quad (16)$$

iar ecuaţiile de tranziţie ale funcţionării arborelui devin :

$$\theta_1\ddot{\psi}_1 + (d_{p1} + d_{a11})\dot{\psi}_1 + d_{a12}\dot{\psi}_2 + c_{a11}\psi_1 + c_{a12}\psi_2 = 0. \quad (17)$$

$$\theta_2\ddot{\psi}_2 + d_{a21}\dot{\psi}_1 + (d_{p2} + d_{a22})\dot{\psi}_2 + c_{a21}\psi_1 + c_{a22}\psi_2 = 0. \quad (18)$$

La încărcarea bruscă a grupului de maşini 1 cu cuplu rezistent $\Delta M_r(t)$ şi a grupului 2 cu cuplul rezistent $-\Delta M_r(t)$ ecuaţiile de mişcare (17) şi (18) devin :

$$\theta_1\ddot{\psi}_1 + (d_{p1} + d_{a11})\dot{\psi}_1 + d_{a12}\dot{\psi}_2 + c_{a11}\psi_1 + c_{a12}\psi_2 = +\Delta M_r(t) \quad (19)$$

$$\theta_2\ddot{\psi}_2 + d_{a21}\dot{\psi}_1 + (d_{p2} + d_{a22})\dot{\psi}_2 + c_{a21}\psi_1 + c_{a22}\psi_2 = -\Delta M_r(t). \quad (20)$$

Din sistemul de ecuaţii (19) şi (20) se obţin abaterile $\psi_1(t)$ şi $\psi_2(t)$.

Unghiul electric de decalaj dintre rotoarele maşinilor auxiliare $\gamma(t)$ este exprimat de relaţia :

$$\gamma(t) = p[\psi_1(t) - \psi_2(t)], \quad (21)$$

unde p este numărul perechilor de poli ai maşinilor auxiliare.

Ecuaţia diferenţială care leagă unghiul electric de decalaj $\gamma(t)$ de încărcarea $\Delta M_r(t)$ a arborelui este următoarea :

$$\theta_1\theta_2\frac{d^4\gamma(t)}{dt^4} + [\theta_1(d_{p2} + d_{a22}) + \theta_2(d_{p1} + d_{a11})]\frac{d^3\gamma(t)}{dt^3} + [\theta_1 c_{a22} + \theta_2 c_{a11} + (d_{p1} + d_{a11})(d_{p2} + d_{a22}) - d_{a12}\,d_{a21}]\frac{d^2\gamma(t)}{dt^2} + [c_{a11}(d_{p2} + d_{a22}) + c_{a22}(d_{p1} + d_{a11}) - (c_{a12}d_{a21} + c_{a21}d_{a12})]\frac{d\gamma(t)}{dt} + (c_{a11}c_{a22} - c_{a12}d_{a21})\gamma(t) = p(\theta_1 + \theta_2)\frac{d^2\Delta M_r(t)}{dt^2} + p(d_{p1} + d_{a11} + d_{a12} + d_{p2} + d_{a22} + d_{a21})\frac{d\Delta M_r(t)}{dt} + p(c_{a11} + c_{a12} + c_{a22} + c_{a21})\Delta M_r(t). \quad (22)$$

Ţinînd cont că $c_{a11} = -c_{a12}$ şi $c_{a22} = -c_{a21}$ ecuaţia diferenţială (22) se reduce la ordinul al treilea şi anume :

$$\theta_1\theta_2\frac{d^3\gamma(t)}{dt^3} + [\theta_1(d_{p2} + d_{a22}) + \theta_2(d_{p1} + d_{a11})]\frac{d^2\gamma(t)}{dt^2} + [\theta_1 c_{a22} + \theta_2 c_{a11} + (d_{p1} + d_{a11})(d_{p2} + d_{a22}) - d_{a12}\,d_{a21}]\frac{d\gamma(t)}{dt} + [c_{a11}(d_{p2} + d_{a22} + d_{a21}) + c_{a22}(d_{p1} + d_{a11} + d_{a12})]\gamma(t) = p(\theta_1 + \theta_2)\frac{d\Delta M_r(t)}{dt} + p(d_{p1} + d_{a11} + d_{a12} + d_{p2} + d_{a22} + d_{a21})\Delta M_r(t). \quad (23)$$

Aplicînd transformata Laplace

$$L[\gamma(t)] = \int_0^\infty \gamma(t)\, e^{-\lambda t}\, dt \qquad (24)$$

şi considerînd mărimea de intrare $-\Delta M_r(t)$ şi mărimea de ieşire $-\gamma(t)$, atunci se obţine funcţia de transfer a arborelui electric:

$$Y(\lambda) = \frac{\gamma(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = p\,\frac{b_1\lambda + b_0}{a_3\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0}, \qquad (25)$$

unde:

$a_0 = c_{a11}(d_{p2} + d_{a22} + d_{a21}) + c_{a22}(d_{p1} + d_{a11} + d_{a12})$;

$a_1 = \theta_1 c_{a22} + \theta_2 c_{a11} + (d_{p1} + d_{a11})(d_{p2} + d_{a22}) - d_{a12}d_{a21}$;

$a_2 = \theta_1(d_{p2} + d_{a22}) + \theta_2(d_{p1} + d_{a11})$;

$a_3 = \theta_1\,\theta_2$;

$b_0 = d_{p1} + d_{a11} + d_{a12} + d_{p2} + d_{a22} + d_{a21}$;

$b_1 = \theta_1 + \theta_2$.

2. Ecuaţia diferenţială simplificată a mişcării arborelui electric obţinută prin neglijarea amortizării motoarelor principale

Îmbunătăţirea comportării dinamice a arborelui electric se realizează prin mărirea coeficienţilor de amortizare ai maşinilor auxiliare şi ai motoarelor principale de antrenare.

Influenţa pe care o are mărirea coeficienţilor de amortizare ai maşinilor auxiliare, asupra comportării dinamice a arborelui electric, apare mai pregnant dacă se neglijează amortizarea motoarelor principale ($d_{p1} \cong d_{p2} \cong 0$).

La încărcări reduse ale arborelui, căreia-i corespund unghiuri reduse ale unghiului electric de decalaj, coeficienţii de amortizare proprii şi reciproci ai maşinilor auxiliare pot fi aproximaţi cu coeficientul de mers în gol d_{a0} şi anume:

$$d_{a110} = -d_{a120} = d_{a220} = -d_{a210} = d_{a0}. \qquad (26)$$

Acelaşi lucru se întîmplă şi cu coeficienţii de elasticitate:

$$c_{a110} = -c_{a120} = c_{a220} = -c_{a210} = c_{a0}. \qquad (27)$$

Ţinînd cont de neglijarea amortizării motoarelor de antrenare şi de relaţiile (26) şi (27) ecuaţia diferenţială (23) capătă forma simplificată:

$$\theta_1\,\theta_2\,\frac{d^2\gamma(t)}{dt^2} + (\theta_1 + \theta_2)\,d_{a0}\,\frac{d\gamma(t)}{dt} + (\theta_1 + \theta_2)\,c_{a0}\,\gamma(t) = p\,(\theta_1 + \theta_2)\,\Delta M_r(t). \qquad (28)$$

Împărţind la $(\theta_1 + \theta_2)$, ecuaţia (28) devine:

$$\theta_r\,\frac{d^2\gamma(t)}{dt^2} + d_{a0}\,\frac{d\gamma(t)}{dt} + c_{a0}\,\gamma(t) = p\,\Delta M_r(t), \qquad (29)$$

unde:

$\theta_r = \dfrac{\theta_1\,\theta_2}{\theta_1 + \theta_2}$ este momentul de inerţie echivalent al celor două grupe de maşini.

Ecuaţia (29) se scrie de obicei sub forma:

$$\frac{d^2\gamma(t)}{dt^2} + 2\xi\,\omega_0\,\frac{d\gamma(t)}{dt} + \omega_0^2\gamma(t) = k\omega_0^2\,\Delta M_r(t), \qquad (30)$$

unde:

$\omega_0 = \sqrt{\dfrac{c_{a0}}{\theta_r}}$ este pulsaţia proprie;

$\xi = \dfrac{d_{a0}}{2\sqrt{\theta_r\,c_{a0}}}$ — coeficientul adimensional de amortizare;

$k = \dfrac{p}{c_{a0}}$ — coeficientul de amplificare al sistemului.

Funcţia de transfer simplificată a arborelui, în acest caz, va fi exprimată de relaţia:

$$Y(\lambda) = \frac{\delta(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = \frac{p}{\theta_r\lambda^2 + d_{a0}\lambda + c_{a0}} = \frac{k\,\omega_0^2}{\lambda^2 + 2\xi\,\omega_0\,\lambda + \omega_0^2}. \qquad (31)$$

Forma simplificată a ecuaţiei (29) a fost propusă de H. Jordan în [2] şi de F. Ungruh în [3]. Pe lîngă avantajele arătate, simplificarea ecuaţiei diferenţiale obţinută pe calea amintită, determină şi o serie de neajunsuri. Astfel, în domeniul uzual de funcţionare al alunecărilor motoarelor principale de antrenare $0 < s < 0{,}7\ s_k$, coeficienţii de amortizare d_p ai acestor motoare sînt mult mai mari decît coeficienţii de amortizare ai maşinilor auxiliare, chiar cînd se folosesc metodele cele mai eficiente de mărire a coeficienţilor d_a.

Ca urmare a neglijării coefcienţilor de amortizare d_p, rezultatele obţinute prin calcul diferă exagerat de mult de cele reale obţinute pe cale experimentală.

Rezultate satisfăcătoare se obţin doar în domeniul alunecării $0{,}7\ s_k < s < s_k$, la care coeficienţii de amortizare d_p ai motoarelor principale sînt apropiaţi de coeficienţii de amortizare d_a ai maşinilor auxiliare. Acest domeniu de funcţionare al alunecărilor se întîlneşte destul de rar, şi nu este de dorit deoarece cu apropierea alunecării de valoarea s_k, stablitatea statică a motoarelor de antrenare şi deci şi a întregului sistem al arborelui electric se reduce pînă la valoarea zero corespunzătoare alunecării $s = s_k$.

Mărirea coeficienţilor de amortizare d_a ai maşinilor auxiliare, în domeniul de lucru al acestora $1 < s < 2$ se realizează prin micşorarea coeficienţilor de elasticitate c_a ai arborelui

ceea ce determină o micşorare a capacităţii maxime de încărcare şi deci o micşorare a stabilităţii statice a arborelui [5].

Întrucît coeficienţii de elasticitate ai arborelui electric sînt relativ ridicaţi la alunecări mari, îmbunătăţirea funcţionării arborelui electric în regim dinamic este mai eficientă dacă se urmăreşte mărirea coeficienţilor de amortizare d_p ai motoarelor principale într-un domeniu cît mai larg al alunecărilor [5].

3. Ecuaţia diferenţială simplificată a mişcării arborelui electric obţinută prin neglijarea amortizării maşinilor auxiliare

Conectarea directă a arborelui electric cu maşini auxiliare ca în figura 1, determină caracteristicile naturale $c_{a0}(s)$, $d_{a0}(s)$ pentru maşinile auxiliare arătate în figura 2 şi caracteristicile $M(s)$ şi $d_p(s)$ pentru motoarele principale de antrenare arătate în figura 3. Aceste caracteristici au fost calculate pentru motoarele asincrone de tipul M_2-31-6, atît ca maşini auxiliare cît şi ca maşini de antrenare.

Aceste maşini sînt caracterizate de datele următoare :

$P_n = 3$ kW $\quad r_1 = 1{,}87\ \Omega$
$n_n = 9$ rot/min $\quad r_2 = 2{,}27\Omega$
$I_{1n} = 8$ A $\quad \omega_1 L_1 = X_1 = 37{,}4\ \Omega$
$I_\mu = 5{,}92$ A $\quad \omega_1 L_1 = X_2 = 37{,}89\ \Omega$
$GD^2 = 3{,}924$ Nm^2 $\quad \sigma = 0{,}125$.

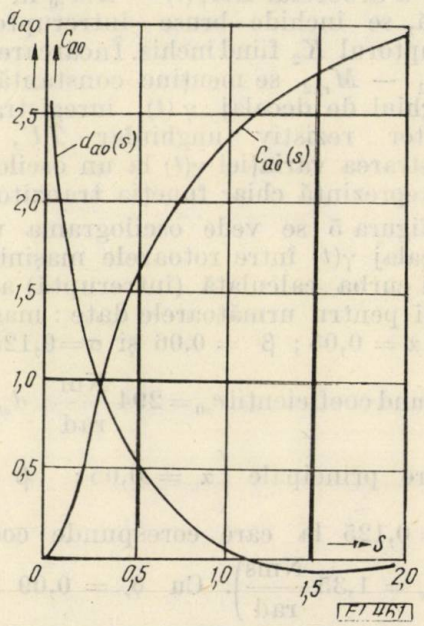


Fig. 2. Curbele $c_{a0}(s)$ şi $d_{a0}(s)$ ale maşinilor auxiliare pentru parametrii $\alpha = 0{,}05$; $\beta = 0{,}06$ şi $\sigma = 0{,}125$.

Pentru regimul de funcţionare apropiat de cel de mers în gol $p(\psi_1 - \psi_2) = 0$, coeficientul de amortizare al maşinilor auxiliare d_{a0} este negativ şi foarte mic corespunzător unui domeniu mare al alunecării, $1 < s < 2$. Domeniul normal de funcţionare al alunecării motoarelor principale fiind $0 < s < 0{,}7\ s_k$, coeficientul de amortizare d_p al acestor motoare este mult mai

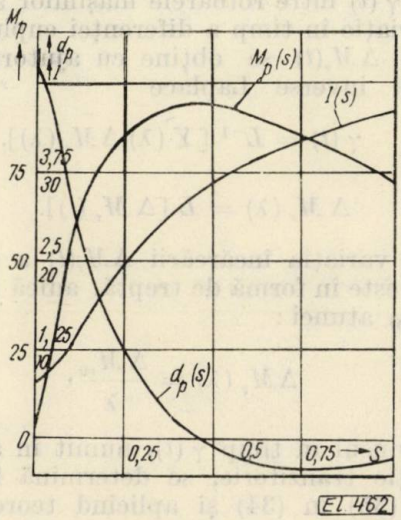


Fig. 3. Curbele $M_p(s)$, $I(s)$ şi $d_p(s)$ ale motorului asincron principal de antrenare pentru parametrii $\alpha = 0{,}05$; $\beta = 0{,}06$ şi $\sigma = 0{,}125$.

mare ca coeficientul de amortizare d_{a0} al maşinilor auxiliare corespunzătoare domeniului alunecării $1{,}7 < s < 2$, şi deci se poate utiliza aproximaţia, $d_{a0} \cong 0$.

În marea majoritate a cazurilor arborele este simetric, adică atît motoarele principale de antrenare cît şi maşinile de lucru ale celor două părţi ale arborelui, sînt maşini identice şi atunci $\theta_1 = \theta_2 = \theta$.

Datorită mersului sincron al celor două grupe de maşini alunecările motoarelor principale sînt aceleaşi şi atunci se mai poate scrie că $d_{p1} = d_{p2} = d_p$.

Ţinînd cont de aceste ipoteze simplificatoare, aproape totdeauna întîlnite în practică ecuaţia (23) capătă forma simplificată :

$$\theta_r \frac{d^2\gamma(t)}{dt^2} + d_{pr}\frac{d\gamma(t)}{dt} + c_{a0}\gamma(t) = p\,\Delta M_r(t), \quad (32)$$

unde

$\theta_r = \dfrac{\theta}{2}$ este momentul de inerţie rezultant al sistemului ;

$d_{pr} = \dfrac{d_p}{2}$ — coeficientul de amortizare rezultant al sistemului

Funcţia de transfer a arborelui electric, devine :

$$Y(\lambda) = \frac{\gamma(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = \frac{p}{\theta_r \lambda^2 + d_{pr}\,\lambda + c_{a0}} = \frac{k\,\omega_0^2}{\lambda^2 + 2\xi\,\omega_0\,\lambda + \omega_0^2}. \quad (33)$$

Mărimile k, ω_0 și ξ au aceleași expresii ca cele arătate mai sus, cu deosebirea că în expresia lui ξ se înlocuiește d_{a0} cu d_p.

Răspunsul în timp al unghiului electric de decalaj $\gamma(t)$ între rotoarele mașinilor auxiliare, la o variație în timp a diferenței cuplurilor rezistente $\Delta M_r(t)$ se obține cu ajutorul transformatei inverse Laplace

$$\gamma(t) = L^{-1}[Y(\lambda)\,\Delta M_r(\lambda)], \qquad (34)$$

unde

$$\Delta M_r(\lambda) = L[\Delta M_r(t)].$$

Dacă variația încărcării $\Delta M_r(t)$ a arborelui electric este în formă de treptă, adică $\Delta M_r(t) = \Delta M_{r0}$, atunci :

$$\Delta M_r(\lambda) = \frac{\Delta M_{r0}}{\lambda}, \qquad (35)$$

Răspunsul în timp $\gamma(t)$, numit în acest caz și funcție tranzitorie, se determină înlocuind relația (35) în (34) și aplicînd teorema descompunerii.

Valoarea coeficientului de amortizare adimensional ξ determină caracterul oscilator sau aperiodic al funcției tranzitorii. În funcție de valoarea coeficientului ξ se obțin cele trei expresii ale funcției tranzitorii :

— pentru $\xi < 1$

$$\gamma(t) = \Delta M_{r0}\,k\,[1 - \frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin(\sqrt{1-\xi^2}\,\omega_0 t + \varphi)], \qquad (36)$$

unde

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi};$$

— pentru $\xi = 1$

$$\gamma(t) = \Delta M_{r0}\,k\,[1 - (1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}]; \qquad (37)$$

— pentru $\xi > 1$

$$\gamma(t) = \Delta M_{r0}\,k\left[1 - e^{-\xi\omega_0 t}\left(\frac{\xi}{\sqrt{\xi^2-1}}\operatorname{sh}\sqrt{\xi^2-1}\,\omega_0 t + \operatorname{ch}\sqrt{\xi^2-1}\,\omega_0 t\right)\right]. \qquad (38)$$

Cazul cel mai frecvent întîlnit în practică este cel oscilator ($\xi < 1$) pentru care $d_{pr} < 2\sqrt{c_{a0}\,\theta_r}$.

4. Determinări experimentale

Pentru verificarea ipotezelor simplificatoare referitoare la studiul comportării dinamice a arborelui electric s-a folosit o instalație electrică a unui arbore în care mașinile auxiliare M_a și cele principale M_p sînt identice. Pentru încărcarea arborelui se folosesc mașinile de curent continuu MI_I și MI_{II} (fig. 4).

Pentru încărcarea motoarelor principale M_{p1} și M_{p2} cu cupluri egale și de același sens se folosesc mașinile identice MI_{II1} și MI_{II2} la care curenții i_{tII} și fluxurile Φ_{dII} au valori egale și semne contrarii.

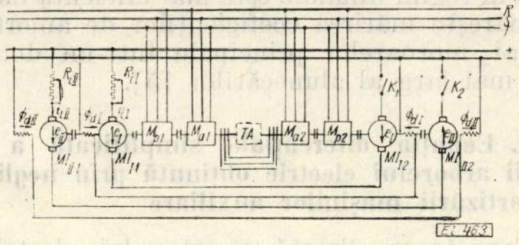


Fig. 4. Schema electrică pentru determinarea experimentală a funcției tranzitorii a arborelui electric.

Pentru încărcarea mașinilor auxiliare M_{a1} și M_{a2} cu cupluri egale și de sens contrar se folosesc mașinile identice MI_{11} și MI_{12} la care curenții i_{tI} străbat indusurile celor două mașini în sens contrar în timp ce fluxurile Φ_{dI} ale acelorași mașini se mențin egale și de același sens.

Valorile cuplurilor determinate de mașinile MI_I sau MI_{II} se pot modifica prin rezistențele R_{tI} și respectiv R_{tII}.

Pentru determinarea experimentală a funcției tranzitorii $\gamma(t)$ a unghiului electric de decalaj dintre mașinile auxiliare la aplicarea unei încărcări a arborelui $\Delta M_r(t) = \Delta M_{r0}$ în formă de treaptă, se închide brusc întreruptorul K_1, întreruptorul K_2 fiind închis. Încărcarea $\Delta M_r = M_{r11} - M_{r12}$ se menține constantă în timp ce unghiul de decalaj $\gamma(t)$, înregistrat de un traductor rezistiv unghiular TU, variază. Înregistrarea variației $\gamma(t)$ la un oscilograf mecanic reprezintă chiar funcția tranzitorie.

În figura 5 se vede oscilograma unghiului de decalaj $\gamma(t)$ între rotoarele mașinilor auxiliare și curba calculată (întreruptă) a aceleiași mărimi pentru următoarele date : mașini auxiliare ($\alpha = 0{,}05$; $\beta = 0{,}06$ și $\sigma = 0{,}125$ la care corespund coeficienții $c_{a0} = 294\,\frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$; $d_{a0} = 0$) ; motoare principale ($\alpha = 0{,}05$; $\beta = 0{,}2376$ și $\sigma = 0{,}125$ la care corespunde coeficientul $d_p = 1{,}35\,\frac{\text{Nms}}{\text{rad}}$). Cu $\theta_r = 0{,}09$ Nms^2 și $\Delta M_r(t) = \Delta M_{r0} = 24{,}6$ Nm rezultă : $\xi = 0{,}066$ și $\gamma(\infty) = 0{,}255$ rad $= 14{,}3$ grade.

Se observă o bună concordanță între curba calculată și oscilograma obținută pe cale experimentală. Eroarea cea mai mare se obține chiar la prima depășire a valorii staționare $\gamma(\infty)$ (suprareglajul) și reprezintă 13,2%. A-

ceastă eroare este determinată de faptul că la această încărcare coeficientul de elasticitate c_a este mai mic ca c_{a0} care corespunde mersului în gol ($\gamma_0 \approx 0$).

Pentru alte date : maşini auxiliare ($\alpha = 0{,}05$; $\beta = 0{,}48$ şi $\sigma = 0{,}125$ la care corespund coeficienţii $c_{a0} = 61{,}56 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$; $d_{a0} \cong 0$) şi motoare principale ($\alpha = 0{,}05$; $\beta = 0{,}16$ şi $\sigma = 0{,}125$ la care corespunde coeficientul $d_p = 2{,}128 \frac{\text{Nms}}{\text{rad}}$) se obţine funcţia tranzitorie $\gamma(t)$ din figura 6.

Cu $\theta_r = 0{,}09$ Nms² şi $\Delta M_r(t) = \Delta M_{r0} = 12{,}3$ Nm, rezultă $\xi = 0{,}226$ şi $\gamma(\infty) = 0{,}6$ rad $= 34{,}25°$.

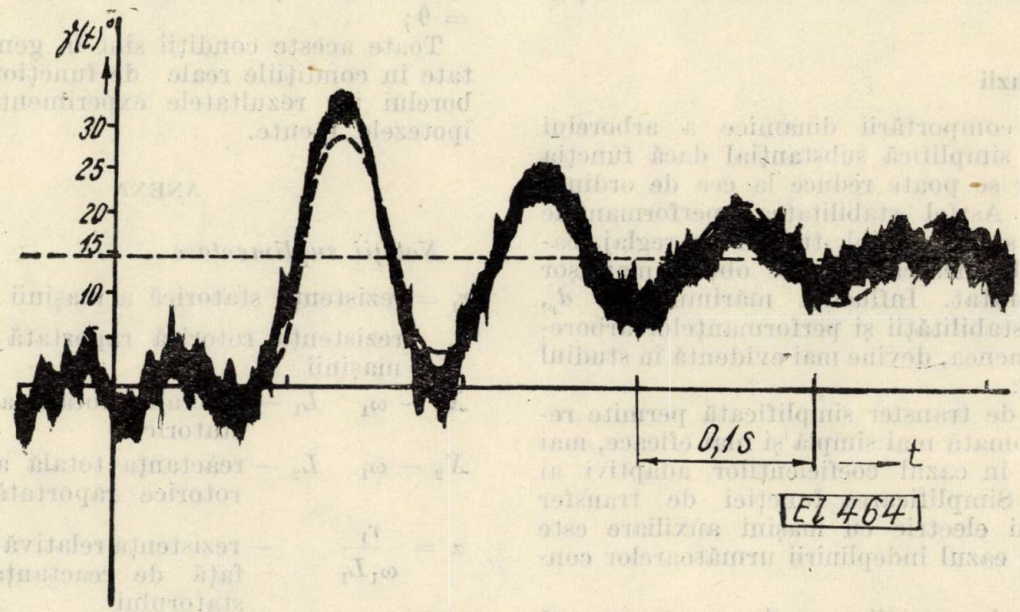


Fig. 5. Funcţia tranzitorie $\gamma(t)$ a arborelui electric determinată pe cale experimentală (oscilograma) şi prin calcul (linie întreruptă) pentru datele $\theta_1 = 0{,}09$ Nms²; $c_{a0} = 294 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ şi $d_p = 1{,}35 \frac{\text{Nms}}{\text{rad}}$.

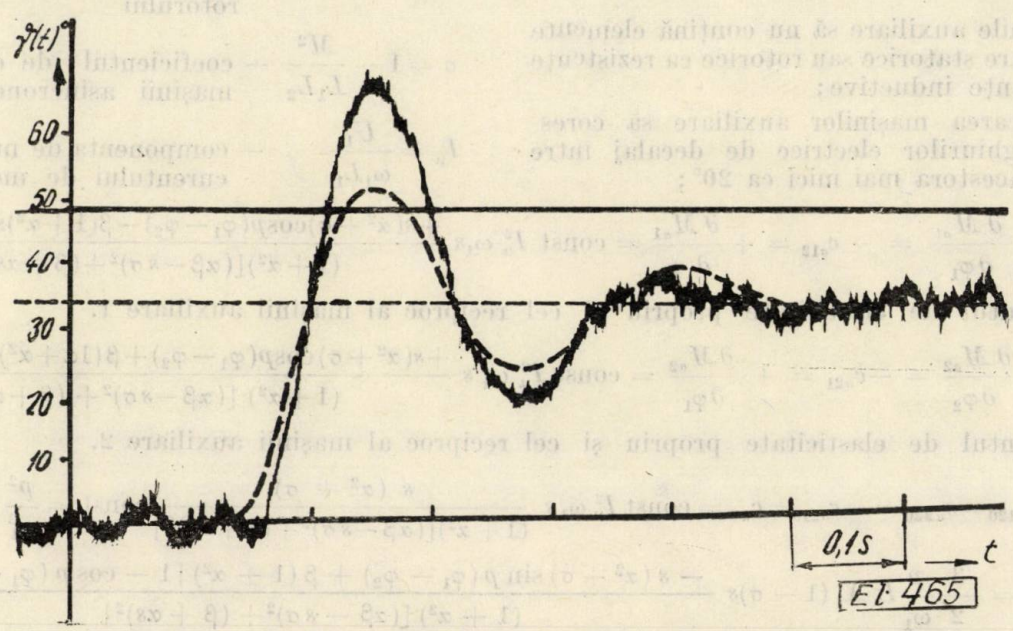


Fig. 6. Funcţia tranzitorie $\gamma(t)$ a arborelui electric determinată pe cale experimentală şi prin calcul pentru datele : $\theta_r = 0{,}09$ Nms²; $c_{a0} = 61{,}56 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$ şi $d_p = 2{,}126 \frac{\text{Nms}}{\text{rad}}$.

Coeficientul de elasticitate fiind mai mic decît în primul caz arătat în figura 5, unghiul de decalaj staţionar este mai mare. Ca urmare, amplitudinile oscilaţiilor obţinute pe cale experimentală sînt mai pronunţate ca cele rezultate

prin calcul iar eroarea suprareglajului este mai pronunţată (21%).

Deoarece domeniul normal de lucru al arborelui este $0<\gamma<30°$ valoarea maximă fiind atinsă destul de rar, înseamnă că precizia calculelor este satisfăcătoare în aproape toate situaţiile folosirii arborelui electric cu maşini auxiliare.

5. Concluzii

Studiul comportării dinamice a arborelui electric se simplifică substanţial dacă funcţia de transfer se poate reduce la cea de ordinul al doilea. Astfel stabilitatea, performanţele între care suprareglajul, timpul de reglaj, capacitatea de încărcare se pot obţine mai uşor în cazul arătat. Influenţa mărimilor θ, d_p, c_a asupra stabilităţii şi performanţelor arborelui, de asemenea, devine mai evidentă în studiul simplificat.

Funcţia de transfer simplificată permite reglarea automată mai simplă şi mai eficace, mai cu seamă în cazul coeficienţilor adaptivi ai arborelui. Simplificarea funcţiei de transfer a arborelui electric cu maşini auxiliare este posibilă în cazul îndeplinirii următoarelor condiţii:

— rotoarele maşinilor auxiliare asincrone să se rotească în sens invers faţă de cîmpurile magnetice învîrtitoare statorice ale aceloraşi maşini;

— maşinile auxiliare să nu conţină elemente suplimentare statorice sau rotorice ca rezistenţe sau reactanţe inductive;

— încărcarea maşinilor auxiliare să corespundă unghiurilor electrice de decalaj între rotoarele acestora mai mici ca 20°;

— motoarele principale de antrenare asincrone să funcţioneze în domeniul $0<s<0{,}7\ s_k$ al alunecării pentru care coeficientul de amortizare d_p să fie mult mai mare ca d_a al maşinilor auxiliare;

— cele două grupe de maşini ale arborelui să aibă aceleaşi momente de inerţie $\theta_1 = \theta_2 = \theta$;

Toate aceste condiţii sînt în general respectate în condiţiile reale de funcţionare ale arborelui iar rezultatele experimentale verifică ipotezele făcute.

ANEXA

Notaţii suplimentare

r_1 = rezistenţa statorică a maşinii asincrone

r_2 — rezistenţa rotorică raportată la statorul maşinii

$X_1 - \omega_1 L_1$ — reactanţa totală a înfăşurării statorice

$X_2 - \omega_1 L_2$ — reactanţa totală a înfăşurării rotorice raportată la stator

$\alpha = \dfrac{r_1}{\omega_1 L_1}$ — rezistenţa relativă a statorului faţă de reactanţa totală a statorului

$\beta = \dfrac{r_2}{\omega_1 L_2}$ — rezistenţa relativă a rotorului faţă de reactanţa totală a rotorului

$\sigma = 1 - \dfrac{M^2}{L_1 L_2}$ — coeficientul de dispersie al maşinii asincrone

$I_\mu = \dfrac{U_1}{\omega_1 L_1}$ — componenta de magnetizare a curentului de mers în gol

$$c_{a11} = -\frac{\partial M_{a1}}{\partial \varphi_1} = -c_{a12} = +\frac{\partial M_{a1}}{\partial \varphi_2} = \text{const}\ I_\mu^2\ \omega_1 s\ \frac{+s(\alpha^2+\sigma)\cos p(\varphi_1-\varphi_2) - \beta(1+\alpha^2)\sin p\ (\varphi_1-\varphi_2)}{(1+\alpha^2)[(\alpha\beta - s\sigma)^2+(\beta+\alpha s)^2]}$$

— coeficientul de elasticitate propriu şi cel reciproc al maşinii auxiliare 1.

$$c_{a22} = -\frac{\partial M_{a2}}{\partial \varphi_2} = -c_{a21} = +\frac{\partial M_{a2}}{\partial \varphi_1} = \text{const}\ I_\mu^2\ \omega_1\ s\ \frac{+s(\alpha^2+\sigma)\cos p(\varphi_1-\varphi_2)+\beta(1\alpha+\alpha^2)\sin p\,(\varphi_1-\varphi_2)}{(1+\alpha^2)\ [(\alpha\beta - s\sigma)^2+(\beta+\alpha s)^2]}$$

— coeficientul de elasticitate propriu şi cel reciproc al maşinii auxiliare 2.

$$c_{a110} = -c_{a120} = c_{a220} = -c_{a210} = c_{a0} = \text{const}\ I_\mu^2\ \omega_1 s\ \frac{s\ (\alpha^2+\sigma)}{(1+\alpha^2)[(\alpha\beta - s\sigma)^2+(\beta+\alpha s)^2]}\ \text{const} = \frac{p^2}{\omega_1^2}\frac{3}{2}\ X_1(1-\sigma)$$

$$M_{a1} = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega_1} I_\mu^2\ X_1(1-\sigma)s\ \frac{-s\,(\alpha^2+\sigma)\sin p\,(\varphi_1-\varphi_2) + \beta\,(1+\alpha^2)\,[1-\cos p\,(\varphi_1-\varphi_2)}{(1+\alpha^2)\,[(\alpha\beta - s\sigma)^2+(\beta+\alpha s)^2]}$$

— cuplul electromagnetic al maşinii auxiliare 1.

$$M_{a2} = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega_1} I_\mu^2\ X_1(1-\sigma)s\ \frac{+s\,(\alpha^2+\sigma)\sin p\,(\varphi_1-\varphi_2) + \beta\,(1+\alpha^2)\,[1-\cos p\,(\varphi_1-\varphi_2)]}{(1+\alpha^2)\,[(\alpha\beta - s\sigma)^2+(\beta+\alpha s)^2]}$$

— cuplul electromagnetic al maşinii auxiliare 2.

$$d_{a11} = -\frac{\partial M_{a1}}{\partial \dot{\varphi}_1} = \text{const}\ I_\mu^2 \beta\ \frac{M_1(s) - M_2(s) - M_3(s,\varphi_1,\varphi_2) + M_4(s,\varphi_1\varphi_2)}{N(s)}$$

— coeficientul de amortizare propriu al mașinii auxiliare 1

$$d_{a12} = -\frac{\partial M_{a1}}{\partial \dot{\varphi}_2} = \text{const}\, I_\mu^2 \beta \frac{M_1'(s) - M_2'(s, \varphi_1, \varphi_2) - M_3'(s, \varphi_1, \varphi_2)}{N(s)}$$

— coeficientul de amortizare reciproc al mașinii auxiliare 1

$$d_{a21} = -\frac{\partial M_{a2}}{\partial \dot{\varphi}_1} = \text{const}\, I_\mu^2 \beta \frac{M_1'(s) + M_2'(s, \varphi_1, \varphi_2) - M_3'(s, \varphi_1, \varphi_2)}{N(s)}$$

— coeficientul de amortizare reciproc al mașinii auxiliare 2

$$d_{a22} = -\frac{\partial M_{a2}}{\partial \dot{\varphi}_2} = \text{const}\, I_\mu^2 \beta \frac{M_1(s) - M_2(s) + M_3(s, \varphi_1, \varphi_2) + M_4(s, \varphi_1, \varphi_2)}{N(s)}$$

— coeficientul de amortizare propriu al mașinii auxiliare 2.

$$M_1(s) = \beta(a + \alpha^2)[\beta(1 + \alpha^2) + s\alpha(1 - \sigma)]$$

$$M_2(s) = s^2(\alpha^2 + \sigma)^2$$

$$M_3(s, \varphi_1, \varphi_2) = s^2 \alpha(1 - \sigma)(\alpha^2 + \sigma) \sin p(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$M_4(s, \varphi_1 \varphi_2) = s\alpha(1 - \sigma)[\beta(1 + \alpha^2) + s\alpha(1 - \sigma)] \cos p(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$N(s) = (1 + \alpha^2)[(\alpha\beta - s\sigma)^2 + (\beta + \alpha s)^2]^2$$

$$M_1'(s) = -s\alpha(1 - \sigma)[\beta(1 + \alpha^2) + s\alpha(1 - \sigma)]$$

$$M_2'(s, \varphi_1, \varphi_2) = s(\alpha^2 + \sigma)[2\beta(1 + \alpha^2) + s\alpha(1 - \sigma)] \sin p(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$M_3'(s, \varphi_1, \varphi_2) = \{\beta(1 + \alpha^2)[\beta(1 + \alpha^2) + s\alpha(1 - \sigma)] - s^2(\alpha^2 + \sigma^2)\} \cos p(\varphi_1 - \varphi_2)$$

$$d_{a110} = -d_{a120} = d_{a220} = -d_{a210} = \text{const}\, I_\mu^2 \beta \frac{[\beta(1 + \alpha^2) + s\alpha(1 - \sigma)] - s^2(\alpha^2 + \sigma^2)}{(1 + \alpha^2)([\alpha\beta - s\sigma)^2 + (\beta + \alpha s)^2]^2}$$

$$d_p = -\frac{\partial M_p}{\partial \dot{\varphi}} = \frac{p}{\omega_1}\frac{\partial M_p}{\partial s} = \frac{3p^2}{\omega_1^2} I_\mu^2 X_1(1 - \sigma) \frac{\beta^2(1 + \alpha^2) - s^2(\alpha^2 + \sigma^2)}{[(\alpha\beta - s\sigma)^2 + (\beta + \alpha s)^2]^2}$$

— coeficientul de amortizare al motorului principal de antrenare M_p

$$M_p = 3p I_\mu^2 \frac{X_1(1 - \sigma)}{\omega_1} \frac{\beta s}{(\alpha\beta - s\sigma)^2 + (\beta + \alpha s)^2}$$

— cuplul motorului principal de antrenare M_{p1} și respectiv M_{p2}.

Bibliografie

[1] *Brașovan, M.* Acționări electromecanice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.

[2] *Jordan, H.* și *Schmitt, W.* Uber der Unterdruckung der Pendelneigung elektrischer Wellen durch induktive und ohmische Widerstände im Läuferkreis. In: A.E.G. Mitteilunge, **31**, nr, 3/4, 1941, p. 102—106.

[3] *Ungruh, F.* Die Stabilität elektrischer Ausgleich swellen bei Speisung mit Drehstrom, Wechselstrom und Gleichstrom. Diss. T. H. Hannover, 1959.

[4] *Ungruh, F.* și *Jordan, H.* Gleichlaufschaltungen von Asynchronmotoren, Braunschweig, Verlag R. Vieweg, 1964.

[5] *Marga, G.* Contribuții la studiul stabilității statice și dinamice a arborelui electric. Dizertație, Timișoara. 1968.

[6] *Gardner, M. F.* și *Barnes, J. I* Transients in linear systems, Vol. I. New—York, John Wiley and Sons.

[7] *Krasovskii, A. A.* și *Pospelov, G. S.* Osnovî avtomatiki i techniceskoi kibernetiki. Moscova, Gosenergoizdat, 1962.

Intrat în redacție la 26. XII. 1969.

RECENZIE

S. LOUTZKY — **Calculul practic al alternatoarelor şi al motoarelor asincrone** (Calcul pratique des alternateurs et des moteurs asynchrones). Paris, Editions Eyrolles, 1969.

În seria de cărţi electrotehnice ale binecunoscutei edituri pariziene a apărut de curînd lucrarea pe care o prezentăm specialiştilor noştri. Ea este destinată inginerilor tineri şi studenţilor electrotehnicieni, avînd ca scop să redea metode practice de calculul maşinilor de curent alternativ clasice, considerînd cunoscute noţiunile electrotehnice de bază. Reluîndu-se aceste noţiuni prin reducerea la un minim strict al părţii teoretice, astfel încît să se înţeleagă uşor relaţiile de calcul folosite, cititorul are prilejul să poată cuprinde repede mersul calculului de dimensionare, pentru a cărui înţelegere stau la dispoziţie numeroase exemple de calcul detaliate.

Primul capitol este destinat studiului înfăşurărilor indusului alternatoarelor. Plecînd de la principiile de constituire a unei scheme de înfăşurare, se parcurg principalele concepţii de înfăşurări mono şi trifazate. Se insistă asupra generării armonicilor şi a mijloacelor de suprimarea lor, se dau noţiuni elementare de izolaţie şi modul de calcul al acesteia.

Capitolul al doilea se ocupă de calculul scăpărilor magnetice. Se prezintă calculul detaliat al scăpărilor inductorului la mersul în gol şi în sarcină, cum şi al scăpărilor statorului. În acest din urmă caz se prezintă inductanţa crestăturilor, a dinţilor, a capetelor de bobină şi reactanţa totală de scădări pe o fază. Se examinează cazul concret al bobinajului cu pas diametral şi al bobinajului cu pas scurtat.

Capitolul al treilea prezintă calculul cracteristicii la mersul în gol. Se insistă asupra influenţei pe care o au în calcul diferitele elemente geometrice ale maşinii, trecîndu-se apoi la calculul inducţiei în anumite părţi constitutive ale circuitului magnetic, pentru a ajunge, grafic şi analitic, la determinarea înfăşurării inductorului.

Capitolul al patrulea face o scurtă expunere asupra calculului reacţiei indusului şi a curentului de scurtcircuit.

Capitolul al cincilea este destinat studiului pierderilor în maşină, avînd în vedere pierderea în fier, Joule, suplimentare în înfăşurările statorului, mecanice.

Capitolul al şaselea se ocupă de calculul încălzirii. Calculele se referă atît la stator, cît şi la inductor, iar exemplele practice sînt însoţite de valorile curente ale coeficienţilor de transmisia căldurii pentru materialele utilizate în construcţia maşinilor electrice.

Capitolul al şaptelea prezintă mersul calculului de dimensionare al alternatoarelor, prin exemple de calcul, care reuşesc să dea o imagine corectă a modului de aplicare a teoriei. Nu se fac referiri la turboalternatoare.

Capitolul al optulea, cel mai voluminos din lucrare, prezintă mersul calculului de dimensionare al motoarelor asincrone, de asemenea prin intermediul a numeroase exemple de calcul. După ce se studiază dimensionarea înfăşurărilor, se trece apoi la studiul inducţiilor, curentului de magnetizare, reactanţelor de scăpări, curentului de scurtcircuit, alunecării, cuplului, încălzirii, după care se examinează particularităţile calculului acestor motoare în următoarele variante constructive: polifazate (cu inele şi cu colivie de veveriţă), cu dublă colivie, cu bare înalte, monofazate.

Lucrarea se încheie cu o recapitulare a principalelor relaţii de calcul utilizate.

Stilul clar şi concis fac lectura uşoară a textului, ceea ce permite trecerea fără greutate la studiul tratatelor de proiectarea maşinilor electrice, pentru cei care necesită aprofundarea domeniului, în scopul specializării lor în construcţia de maşini electrice de curent alternativ.

Conf. dr. ing. *D. F. Lăzăroiu*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.013.8

Haglan, C. şi Muller, H. **Excitaţia alternatoarelor de mare putere prin tiristoare alimentate în schemă shunt** (L'excitation par thyristors alimentes en soutirage shunt, des alternateurs de grand puissance). In: Revue générale de l'électricité, tom. **79**, nr. 5, mai 1970, p. 406—412, 11 fig., 1 anexă, 7 ref. bibl.

După prezentarea problemei, autorii examinează comportarea dinamică a sistemului insistînd asupra simulării şi încercării modelelor fizice. Pe baza schemelor modelate se fac consideraţii asupra plafonului de excitaţie, rapiditatea de răspuns, performanţe şi compartament la defect.

Se mai fac o serie de remarci asupra problemelor de ordin tehnologic şi constructiv şi se indică diferite variante de scheme posibile de-a fi folosite în exploatare. Se arată că în prezent acest sistem de excitaţie se extinde la grupurile de mare putere. Există în exploatare circa 25 grupuri de 25 MVA şi şapte grupuri de 600 MVA la care se foloseşte sistemul de excitaţie descris în articol.

Comportarea dinamică a instalaţiei de excitaţie este satisfăcătoare întrucît timpul de răspuns este de circa 20 ms ceea ce, practic, se poate considera egal cu zero.

Amorsarea instalaţiei, şi răspunsul la unele mici perturbaţii din reţea nu ridică probleme deosebite întrucît repunerea în funcţie la o întrerupere se face în circa 500 ms. Se fac consideraţii şi asupra comportării instalaţiei în cazul de scurtcircuit în reţeaua electrică. Se prezintă schema electrică de principiu a instalaţiei şi modelul realizat. Se scot în evidenţă caracteristicele de exploatare a unor asemenea instalaţii urmărite în funcţiune din 1967 la circa 12 grupuri de mare putere.

A.C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.14

Bauer, Miroslaw. **Determinarea cîmpului rezultant într-un motor universal** (Bestimmung des resultierenden magnetischen Feldes în cinem Universalmotor). In: ETZ-A, t. **91**, nr. 5, 1970, p. 284—288, 3 tab., 3 ref. bibl.

Determinarea fluxului magnetic efectiv în dantura unui motor universal permite calcularea cu precizie a fluxului total care traversează maşina electrică universală. Totodată se arată cum se ia în considerare inducţia din diferitele elemente ale statorului şi rotorului motorului universal. Se calculează apoi tensiunea magnetomotoare cu precizia necesară şi se determină elementele circuitului magnetic analizat.

Se fac calcule aplicative privind teoria dezvoltată în articol, pe un motor electric universal şi se indică principalele caracteristici ale acestor tipuri de maşini. Rezultatele de calcul se prezintă sub forme de curbe care se pot utiliza în practica proiectării şi exploatării motoarelor electrice universale. Se fac consideraţii privind generalizarea teorii expuse şi se arată care sînt caracteristicile maşinii pentru curenţi oarecare.

A. C.

CZ 621.313.17

Chabrerie, J. P. **Aplicarea metodei tensoriale la calculul eforturilor din mașinile homopolare cu simetrie de revoluție** (Aplication de la methode tensorielle au calcul des efforts dans les machines homopolaires a symetrie de révolution). In ; Revue générale de l'électricité, tom. **79**, nr. 5, mai 1970, p. 422—427, 7 fig., 6 ref. bibl.

După prezentarea principiilor de funcționare ale mașinilor electrice homopolare se arată modul de calcul al eforturi, lor electromagnetice care acționează asupra rotorului. Se stabilește expresia puterii transmise de motor la arborele mașinii. Metoda folosită permite folosirea tensorului forțelor electromagnetice din indusul mașinii electrice homopolare cu simetrie de revoluție. Forțele se determină folosind conceptul de tensor care intervine la calculul unei integrale de suprafață. Se indică expresia generală a forțelor electromagnetice și se particularizează pentru diverse cazuri aplicative. Se fac o serie de exemple numerice pentru ilustrarea părții aplicative a teoriei generale. Se compară rezultatele obținute cu metoda propusă cu calculele efectuate cu diverse alte procedee. Se fac considerații asupra mașinilor homopolare cu simetrie de revoluție insistîndu-se asupra schemelor de principiu și asupra principalelor caracteristici. Concluziile scot în evidență aspectele teoretice și aplicative deosebite ale mașinilor homopolare cu simetrie de revoluție ceea ce recomandă folosirea în practică a unor asemenea mașini electrice.

A. C.

CZ 621.313.222.223—81

Debernardi, J. și Fritisch, Th. **Excitația turboalternatoarelor de mare putere, prin semiconductoare.** Comparație între excitația independentă și cea compund (Excitation des turboalternateurs de grande puissance par semiconducteurs. Comparaison de l'excitation independente et de l'excitation compound). In : Revue générale de l'électricité, tom. **79**, nr. 5, mai 1970, p. 401—405.

Se compară sistemul de excitație separată și compound ținînd seama de următoarele aspecte : excitația separată se realizează cu un grup independent format dintr-un alternator auxiliar iar excitația compound este constituită prin intermediul unui dispozitiv cu autoexcitație alimentat de un transformator. După compararea parametrilor electrici și mecanici ai celor două tipuri de sisteme de excitație se fac aprecieri asupra comportării lor în regim tranzitoriu, la desexcitarea rapidă, dimensiunile la care se pot realiza practic, evaluîndu-se prețul de cost al variantelor discutate. Problemele dezvoltate se referă la schemele de excitație separată și compound, la determinarea nivelelor de tensiune sub care vor lucra instalațiile, la curenții necesari pentru excitație etc.

Considerațiile privind modul de lucru al sistemelor de excitație independentă și compound se referă la caracteristicile funcționale ale acestor instalații atît pentru regimul normal cît și pentru cel tranzitoriu.

O serie de probleme legate de exploatarea acestor două sisteme de excitație sînt prezentate doar sub aspect calitativ fără a se insista asupra proiectării elementelor din structura schemelor.

Materialul se încheie cu o serie de recomandări utile practicii de exploatare a unor asemenea instalații.

A.C.

CZ 621.313.322—84—82

Dureault, M. **Excitația alternatoarelor de mare putere cu grupuri alternatoare și redresoare turnate** (Excitation des alternateurs de grande puissance par alternateurs et redresseurs tournants). In : Revue générale de l'électricité tom. **179**, nr. 5, mai 1970, p. 397—400, 3 fig., 1 ref. bibl.

Se prezintă caracteristicile noilor tipuri de alternatoare și redresoare turnate utilizate la excitarea grupurilor de mare putere insistîndu-se asupra rapidității răspunsului dorit pe care îl asigură noile tipuri de excitatrice.

Se fac considerații asupra parametrilor electrici și mecanici ai excitatoarelor și se arată evoluția lor sub aspect constructiv și funcțional.

În articol se prezintă o serie de detalii referitor la următoarele probleme : aspectele constructive și tehnologice ale alternatoarelor și ale redresoarelor din schema electrică a circuitului de excitație ; dimensiunile mașinilor electrice de excitație rezultate din încercările la proba de tensiune și curent ; caracteristicile redresoarelor obținute prin încercările la tensiunea de șoc și de durată ; determinarea pierderilor în circuitul de excitație și, în special, în redresoare în regimul termic impus de condițiile normale și speciale de funcționare ; realizarea unor asemenea instalații de excitație a grupurilor de mare putere 600 MW a condus la grupuri de 1,6 MW care lucrează la 500 V. Pentru grupuri de circa 300 MW puterea instalației de excitație revine la 1 MW cînd tensiunea de lucru este de 350 V.

A.C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice. Deschiderea și închiderea circuitelor*

CZ 621.316.718.5 : 621.385.8

Cloth, E. **Studiul unui regulator de tensiune continuă prin tiristoare.** Unele aspecte aplicative la comanda motoarelor de tracțiune (Étude d'un régulateur de tension continue à thyristors. Quelque aspects de son application à la comande des moteurs de traction. In : Bull. Scientifique de l'Assoc ing. electr. de l'Institut Électrotechnique Montefiore, Liège ian-feb-mars 1970, p. 41—47, 5 ref. bibl.

Se fac considerații asupra principiilor de reglaj cu aplicații la studiul unui regulator de tensiune. Se descrie schema utilizată care are în structura sa trei elemente principale. :

— un tiristor de conducție, un circuit de comutație și o diodă specială. Se precizează rolul fiecărui element și se arată modul cum trebuie să funcționeze instalația pentru a permite reglarea continuă a tensiunii.

Se scriu relațiile de calcul ale curentului și cantității de electricitate care trec prin circuit în diferite regimuri de funcționare și se precizează caracteristicile instalației de reglaj astfel încît să corespundă scopului urmărit.

Aspectele teoretice generale permit realizarea unei instalații care înlesnește comandarea motoarelor de tracțiune care lucrează la tensiunea de 1 500 V și la un curent de 400 A.

Considerațiile asupra comportării în exploatare a unor asemenea instalații conduc la precizări utile practicii de reglaj a tensiunii în cazul motoarelor de tracțiune. Pentru tipurile de rezistoare construite (I = 200 A ; U = 1 500 V) se recomandă folosirea în instalații de reglaj a schemelor serie-paralel.

A. C.

CZ 621.318 *Magneți. Electromagneți. Relee*

621.318.132

Hermann Fahlenbrach, Essen. Materialele metalice magnetice din fier moale de pe piață (Die handelsüblichen metallischen weichmagnetischen Werkstoffe). In : ETZ-B, nr. 11, mai 1970, p. 243—245

Autorul indică proprietățile principale ale magneților metalici din fier moale, care se găsesc actualmente pe piață. Acești magneți sînt, spre deosebire de magneții permanenți, materiale puternic magnetizabile cu o lățime redusă a buclei magnetice (cîmpul coercitiv H_c. În această categorie de magneți deosebim două clase : magneții metalici și feritele, insistîndu-se aci doar asupra magneților metalici, la care deosebim pe cei izotropi și pe cei anizotropi. Sînt indicate definițiile ambelor grupe. Într-un tabel sînt cuprinși magneții metalici din fier moale, arătîndu-se pentru fiecare caracteristicile magnetice, utilizările, formele uzuale și denumirile date de industriile producătoare. Cîmpul coercitiv la toți

magneții este cu atît mai redus cu cît ei conțin mai puține impurități

Fierul în stare pură, din cauza conductibilității sale electrice ridicate, este utilizat doar la curentul continuu, unde la piese deosebit de mari, este aliat cu siliciu din motive de rezistență mecanică. La curentul alternativ (50 Hz) se utilizează, după cum se știe, tolele (de 0,5 sau 0,35 mm). Cele mai mari progrese s-au realizat în ultimul timp la marile transformatoare cu tole avînd granulație dirijată și laminată la rece. Aici se insistă asupra operațiilor tehnologice.

Sînt descrise apoi aliajele Fe-Ni atît din punctul de vedere al producerii cît și al calității și utilizării lor. O remarcabilă urcare a permeabilității inițiale au realizat-o cercetătorii Rassmann și Wich, care au ținut materialul în cîmpul magnetic la cîteva zeci de grade sub temperatura Curie.

Articolul încheie prin indicarea unor noi aliaje de Fe-Ni de înaltă permeabilitate, datorită tratării prin căldură transversală, utilizabile în electronică precum și a aliajelor de Fe—Co importante pentru tehnica nucleară și zborurile interplanetare.

Gh.C.

CZ 621.38 *Dispozitive semiconductoare*

CZ 621.382.2.072.1

Rumberg, J. **Parametrii de proiectare pentru tiristoarele de putere** (Design parameters for power thyristors). In: Electronic Engineering. febr, 1970, p. 40—43, 11 fig.

Pe exemplul tiristoarelor fabricate la Siemens AG se discută caracteristicile și valorile parametrilor de bază al tiristoarelor de putere. Se menționează că în prezent tiristoarele de putere se fabrică pentru tensiuni de pînă la 2700 V și curenți de aproximativ 600 A. Caracteristicile principale ale tiristoarelor sînt împărțite în 2 categorii: statice și dinamice (de comutație). Pentru fiecare din caracteristicile discutate este relevată influența temperaturii.

Dintre parametrii statici, sînt discutați: tensiunile directe și inverse de străpungere, caracteristica volt-amperică $I = f(u)$, caracteristicile de intrare $I_G = f(u_G)$, precum și caracteristicile de amorsare. Se menționează că toate tiristoarele de putere produse de firma Siemens se pot amorsa la un curent de poartă I_{GT} sub 300 mA și la o tensiune u_{GT} sub 2 V. Se menționează unele particularități legate de amorsarea tiristoarelor conectate în serie și paralel. De asemenea, se discută dependența tensiunii anodice de amorsare $u_{(B0)}$ de curentul de comandă I_{GT}.

În ceea ce privește caracteristicile de comutație, se menționează că timpul de întîrziere la amorsarea tirisoarelor este cuprins între 0,2 și 1000 μs, în funcție de amplitudinea curentului de comandă I_{GT}. Se arată că în cazul legării tiristoarelor în serie, o diferență de 2 pînă la 5 μs între timpii de întîrziere ai tiristoarelor, pot provoca suprasarcini și în final, distrugerea tirisoarelor. Același lucru este valabil pentru conexiunea în paralel a tiristoarelor, cînd are loc o creștere rapidă a curentului. În aceste circuite se folosesc curenți de comandă I_{GT} cu o pantă de 1 pînă la 3 A pe microsecundă. Un alt parametru este valoarea critică $\frac{di}{dt}$. Se arată că valorile curente ale acestui parametru în cazul tiristoarelor Siemens sînt de 20—50 A/μs, dar există și exemplare cu 100 A/μs. În ceea ce privește valoarea critică $\frac{du}{dt}$, se arată că pentru tiristoarele Siemens fabricate în serie, valorile curente sînt de 20—50 V/μs la 115° (110°C) dar există tipuri speciale cu valori critice de 500 V/μs. Se menționează acțiunea grupurilor de protecție LRC.

În încheiere se discută 2 parametri importanți: timpul de stingere și timpul de revenire (restabilire). Se menționează influența temperaturii și a tehnologiei de fabricare asupra acestor parametri ai tiristoarelor de putere.

A.S.

CZ 621.382.2.072.1 : 546.28

Kardo—Sîsoev, A. F., Suman, V. B. —**Investigarea procesului de amorsare al tiristoarelor la curenți și tensiuni mari** (Issledovaniie protessa vkliuceniia tiristorov pri bolșih tokah i napriajeniiah). In: Radiotehnika i elektronika, URSS, tom **XV**, nr. 1, 1970, p. 162—165, 4 fig. 8 ref. bibl.

Pornind de la premise teoretice, conținute în lucrările menționate în bibliografie, autorii au investigat experimental procesul de amorsare al tiristoarelor la curenți și tensiuni de valori mari. Exemplarele folosite în experiențe reprezentau structuri cu 4 straturi alternative *pnpn* fabricate prin metoda difuziei pe baza siliciului de tipul *n* și cu o rezistivitate de 30—80 ohmi.cm. În cadrul investigațiilor efectuate, s-a folosit descărcarea unei baterii de condensatoare prin rezistența de sarcină R_s și tiristorul care se amorsa. Din cauza valorilor ridicate ale lui di/dt, s-a acordat o atenție deosebită micșorării inductanței parazite a schemei de măsură, care în cazul menționat a fost doar 0,02 μH. Frontul impulsului de comandă n-a depășit 20 ns.

Ca urmare a experiențelor efectuate, s-au obținut dependențele grafice între durata frontului de amorsare și grosimea bazelor, rezistența de sarcină și tensiunea de lucru. S-a descoperit existența unei neconcordanțe cantitative și calitative între rezultatele experimentale obținute și teoriile cunoscute pînă în prezent în ceea ce privește procesele tranzitorii la amorsarea tiristoarelor. Astfel, s-a constatat că în regimul menționat, tipic pentru dispozitivele *pnpn* folosite în modulatoare, constanta de timp a amorsării este mult mai mică decît cea teoretică, iar tensiunea anodică micșorează frontul la amorsare mult mai pronunțat decît se presupunea pe baza teoriilor existente la ora actuală. De asemenea, dependența frontului de grosimea bazelor nu concordă cu relațiile analitice cunoscute. Se presupune că aceste inadvertențe sînt legate de comutarea transistorului component *pnp* al structurii *pnpn*.

În încheiere se menționează că slaba dependență a timpului de creștere al tiristorului (frontul de amorsare) de grosimea bazelor în cazul regimului menționat, permite obținerea unor valori mici ale timpului de amorsare a tiristorului în condițiile existenței unor baze groase, ce asigură o creștere substanțială a tensiunilor de lucru anodice.

A.S.

CRONICĂ

Consfătuirea tehnico-științifică privind ridicarea calității echipamentului termo și electroenergetic.

În zilele de (3—4) iulie 1970 a avut loc la Brașov consfătuirea tehnico-științifică referitoar la ridicarea calității echipamentului termo și electro din cadrul instalațiilor industriale.

În cadrul consfătuirii s-au prezentat o serie de comunicări științifice care au ridicat o serie de probleme legate de calitatea prezentă și viitoare a echipamentului termo și electroenergetic din centrale, stații electrice și din întreprinderi industriale.

Principalele probleme din domeniul aparatajului electrotehnic tratate în lucrările prezentate se referă la :

1. — „Evoluția calității echipamentului electroenergetic fabricat în R. S. România" de ing. *Gh. Broșteanu* de la Ministerul Energiei Electrice. —

Se arată care sînt deficiențele echipamentului electroenergetic proiectat, construit și exploatat în țară și se formulează propuneri pentru remedierea lor.

2. — „Unele aspecte ale acumulării experienței de exploatare și proiectare pe parcursul însușirii fabricării în țară a agregatelor de 330 MW" de inginerii *M. Kaufman, A. Sulap și V. Balabanov* de la Institutul de cercetări energetice industriale și proiectări utilaje energetice București. —

Se arată principalele aspecte care au fost rezolvate la proeictarea alternatorului de 330 MW și se prezintă concepția schemei termomecanice.

3. — „Deficiențe de execuție la echipamente electrice furnizate de Uzina Electroputere-Craiova, I.I.S. Automatica; Electroaparataj și Electromagnetica la celulele de 6 kV de joasă tensuine" de *I. Badea* de la Electromontaj București.

Se analizează posibilitatea de îmbunătățire a calității produselor din structura celulelor de 6 kV fabricate în țară ținîndu-se cont de deficiențele care apar în exploatare și se fac propuneri pentru remedierea neajunsurilor. —

4. — „Contribuții la studiul optimizării proiectării și exploatării utilajului energetic utilizînd conceptele de fiabilitate-utilitate-eficiență" de conf. dr. ing. *A. Carabulea* de la Institutul politehnic—București.

Se prezintă modelele matematice deterministe și probabiliste precum și schema logică care permit algoritmizarea aspectelor tehnico-economice din faza proiectării și exploatării utilajului energetic.

Algoritmul conceput înlesnește utilizarea cercetării operaționale și a calculatoarelor cifrice la selectarea variantei optime de proiectare și exploatare a utilajului pe baza minimizării cheltuielilor totale de producție utilizînd conceptele de fiabilitate-utilitate-eficiență. —

5. — „Problemele încercării izolației echipamentului de înaltă tensiune fabricat la Electroputere — Craiova" de inginerii *A. Marinescu*; *S. Popescu și S. Geizniger* de la uzina Electroputere-Craiova.

Se prezintă experiența cîștigată în uzină în domeniul încercărilor de echipamente electrice insistîndu-se asupra posibilităților de depistare și eliminare a defectelor folosindu-se metode moderne cum ar fi : impuls de tensiune, undă plină și tăiată, descărcări parțiale, supratensiuni de tip comutativ etc.

6. — „Ridicarea calității echipamentului electro și termoenergetic și influențele comportării negative a acestuia într-o CET" de *N. Vladimir* de la Întreprinderea E.C.T. — Ploiești.

Se arată influența factorilor de calitate a echipamentului energetic asupra asigurării cu energie a consumatorilor. Se formulează ecuațiile care redau legătura dintre producție și consum arătîndu-se transformările ce trebuie făcute asupra relațiilor matematice astfel în cît la o calitate dată a echipamentului să se respecte beneficiul planificat al întreprinderii.

7. — „Concepții și soluții constructive moderne pentru echipamentele utilizate la îmbunătățirea factorului de putere al consumatorilor de energie electrică" de inginerii *M. Checulescu, S. Solomonescu, Y. Alterescu, H. Balter, I. Dinculescu* și *L. Mitu* de la I.C.P.E. București.

Se prezintă o serie de cercetări recente privind realizarea bateriilor automatizate de condensatoare derivație de medie și joasă tensiune. Se descriu instalațiile pentru îmbunătățirea factorului de putere în condițiile existenței regimului deformant. Se arată care sînt realizările I.C.P.E. în domeniul echipamentului destinat ameliorării factorului de putere.

8. — „Îmbunătățirea funcționării pompelor verticale tip O.P. 7" de ing. *G. Constantin* de la I.E.C. București. —

Se analizează deficiențele pe baza modelului de funcționare al pompelor. Se fac propunerile de îmbunătățire a calității aparatajului pompelor de tipul P.O.-7.

9. — „Observații privind echipamentul de furnitură românească livrat la CET-Govora" de ing. *L. Munteanu* de la I.R.M.E.-Sibiu.

Se prezintă observații asupra calității și modului de prelucrare a echipamentului grupului de 50 MW.

Se arată deficiențele apărute în faza probelor tehnologice și a exploatării instalații de fabricație românească aferente grupurilor de 50 MW și se fac propuneri privind îmbunătățirea calității furniturii.

10. — „Considerații privind performanțele electrice și constructive ale echipamentului de (110—400) kV cu repercursiuni asupra soluțiilor de proiectare a stațiilor electrice" de inginerii *P. Rascu, S. Eckștein* și *D. Voinea* de la I.S.P.E. București.

Se analizează performanțele echipamentului de înaltă tensiune fabricat în țară ținînd seama de : tipul conexiunii electrice, numărul și puterea unităților de transformare, gradul de rezervare a aparatelor în cadrul schemei, sistemul de limitare a curenților de scurtcircuit și dispoziția constructivă.

11. — „Comportarea în exploatare a întreruptoarelor V V N-220 kV si a sistemului de acționare cu aer comprimat" de ing. *Gh. Bozan* de la I.E.C. Deva.

Se prezintă observații privind comportarea întreruptorului VVN-220 kV subliniindu-se deficiențele care apar și se fac propuneri de remediere a neajunsurilor.

12. — „Criterii de apreciere a stării izolației turboalternatoarelor de mare putere" de ing. *Costina Dorin* de la U.M.G. București.

Turboalternatoarele de mare putere (250—600) MW la tensiunea de (20—35) kV au înfășurările din bare cu electrozi condensatori. În lucrare se prezintă criteriile de calitate a izolației acestor tipuri de bare luîndu-se în considerație variația capacității, descărcările parțiale și criteriul de percuție.

13. — „Posibilitatea de preîntîmpinare a unor incendii prin acoperirea sau ignifugarea materialelor utilizate în construcția de aparataj electric „ de inginerii *V. Petri* și *D. Tache* de la I.E.C.-Craiova.

Se expun posibilitățile de reducere a combustibilității diferitelor materiale electrotehnice prin acoperirea cu un lac neinflamabil. Se prezintă experiența efectuată în cazul folosirii lacului neinflamabil sau cînd se înglobează în rășini sintetice tricrezilfosfat sau trioxid de stibiu. Se prezintă modificările proprietăților fizico-mecanice ale rășinilor amestecate cu astfel de substanțe și se arată posibilitățile de aplicare în viitor a acestor procedee.

14. — „Comportarea la foc a cablurilor electrice" de inginerii *T. Laszlo*, și *T. Andrei* de la ICENERG-București.

Rezultatele comportării la foc a cablurilor electrice sînt comentate atît sub aspect funcțional cît și conceptul ținîndu-se cont de cercetările efectuate în țară și peste hotare. Se stabilesc unele criterii de apreciere a combustibilității cablurilor care permit prevenirea incendiilor și gospodăria de cabluri.

15. — „Modelul matematic de optimizare a parametrilor C N E în scopul îmbunătățirii caracteristicelor tehnice și economice ale acestor " de dr. ing. *C. Haiduc*; ing. *C. Vinițchi* și ing. *E. Licsandru* de la Institutul de cercetări energetice industriale și proiectări utilaje energetice București.

S-au mai prezentat o serie de lucrări legate de calitatea funcţionării cazanelor şi turbinelor cu abur care vor fi comentate în cadrul revistei Energetica.

Din discuţiile purtate la sfîrşitul expunerilor a reieşit importanţa şi oportunitatea problemelor privind calitatea echipamentului termo şi electroenergetic ce se proiectează, realizează şi se exploatează în instalaţii electrice industriale.

Pentru asigurarea calităţii echipamentului termo şi electroenergetic se impune punerea în aplicare a măsurilor preconizate de consfătuire privind colaborarea dintre cercetător-proiectant-constructor şi cel ce urmăreşte exploatarea echipamentului.

Asimilarea de noi produse ţinînd seama de conceptele probilitate-utilitate-eficienţă. O deosebită atenţie trebuie acordată introducerii metodelor moderne în conceperea-proiectarea-realizarea-recepţionarea şi exploatarea utilajului pentru a se obţine utilaj termo şi electroenergetic de calitate.

Conf. dr. ing. *A. Carabulea*

SCURTE ŞTIRI

Categoriile învelişurilor la conductele, care se montează în avioanele moderne şi care au de suportat temperaturi pînă la 100°. Astfel în avionul „Concorde" cablurile de comandă şi reglaj pentru diferitele dispozitive de navigaţie au o lungime totală de 270 km cu 60 000 racorduri.

Pentru izolarea lor se utilizează, la mantalele de cablu şi la garnituri, în special, policlorura de vinil (PVC), polietilena (PE), poliamidele (PA) etc.

La temperaturi ridicate se face uz de aliaje ale fluorului, arătîndu-li-se caracteristicile speciale. Un cablu special rezistent la combustibilii lichizi şi la uleiurile de uns a fos creat în vederea vitezelor supersonice. Se insistă la sfîrşit asupra tehnologiei în montajul acestor cabluri, care trebuie să reziste la 30 000 ore de zbor.

Din: ETZ–B, nr. 11, 1970

Un sistem combinat pentru navigaţia civilă care există actualmente, permite stabilirea punctului în care se găseşte nava cu o eroare de numai 150 m, indicînd în acelaşi timp şi direcţia, în care circulă.

Din: ETZ–B, nr. 11, 1970

Un calculator dirijează intrarea şi ieşirea aerului din cele 3 canale ale tunelului de 2,7 km de sub Elba din Hamburg. Cele 29 ventilatoare cu un diametru al aripilor de pînă la 3,5 m sînt acţionate de motoare cu puteri pînă la 400 kW.

Din: ETZ–B, nr. 7–8, 1970.

Electrolocomotiva E 1901 din R.F.G., care a fost pusă în serviciu cu 30 ani înainte, a parcurs pînă la 19.I.1969 o distanţă de 4,5 mil. km. Are o putere de 400 kW şi o viteză de 180 km/h, care poate să crească pentru încercări, la 225 km/h.

Din: ETZ–B, nr. 7–8, 1970

Pentru sfărîmarea maşinilor vechi în scopul retopirii se construieşte la Duisburg, cea mai mare instalaţie din R.F.G. şi va putea sfărîma, începînd cu anul 1972, 375 000 automobile pe lună. Sînt prevăzute a fi construite încă 4 asemenea instalaţii. În anul 1971 se vor măcina cel puţin 1,2 mil. de maşini.

Din: ETZ–N. nr. 8–7, 1970

O supercentrală telefonică, probabil cea mai mare din lume, va fi pusă în funcţiune în 1975 la Londra şi va putea comunica cu aproape toate punctele de pe pămînt. Se vor putea duce 200 000 de convorbiri pe oră, utilizîndu-se mai mult de 20 000 legături internaţionale prin cabluri şi sateliţi.

Din: ETZ–B, nr. 7–8, 1970

Pentru a se împiedica deschiderea unor instalaţii electronice secrete şi controlul construcţiei lor, s-a relizat un dispozitiv care în momentul deschiderii clandestine a unei astfel de instalaţii, un dispozitiv electro-chimic provoacă o temperatură, la care instalaţia este distrusă.

Din: ETZ – B, nr. 7–8, 1970.

10 miliarde de operaţii numerice de calcul sînt necesare pentru precizarea pe timp de 24 ore, cu siguranţă suficientă, a vremii deasupra insulelor britanice. Dacă se ţine seama de timpul necesar adunării datelor sosite de la numeroasele staţiuni meteorologice şi transmiterii rezultatelor, aceste operaţii necesită 30 minute. Institutul meterorologic englez a comandat acum un computer foarte rapid, care să rezolve problema.

Din: E.T.Z. – B, nr. 10, 1970

Reflectorul de semnalizare al farului luminos din portul Tokio cu o putere de 6 kW este alimentat cu energie de la un motor de valuri". Partea principală a acestei instalaţii, care transformă energia valurilor marine în energie mecanică, este o ţeavă de circa 3 m lungime cu diametrul de 80 cm. Ea este amplasată în mare astfel ca şi la cel mai scăzut nivel al mării să fie umplută totdeauna cu apă între două valuri. Valurile împing apa de mare în ţeavă şi comprimă aerul cuprins în partea de sus a ţevii. Acesta acţionează pe urmă printr-o roată de vînt un generator electric special.

Din: ETZ–B, nr. 13, 1969.

Patru turbogeneratoare electrice cu putere de cîte 800 MW fiecare vor fi livrate de firma engleză C.A. Parsons pentru uzina nucleară Bruce din Canada. Tensiunea la borne a generatoarelor menţionate va fi de 18,5 kV. Înfăşurarea statorică a acestor maşini va avea un sistem special de răcire cu lichid, iar înfăşurarea rotorică va fi răcită cu hidrogen. Primul agregat va fi livrat în anul 1975, iar ultimul va fi montat în anul 1977.

Din: Elektrotehnika, XXV, nr. 1 1970.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU; ing. ŞT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacţia: Bucureşti, str. Mândineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5826. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.066.6 : 621.3.017.7

Хортопан, Г.: **Новые отношения в связи с нагревом электрических контактов (II).**

Electrotehnica 18, №. 11, ноябрь, 1970, стр. 405–409

Электрический контакт представляет собой узкое место. Для расчета его .нагрева в установившемся и неустановившемся режиме достаточно знать энергию, возникающую в сопротивлении контакта. При прохождении пер менного тока нагрев контакта происходит в соответствии с изменениями тока по отношениям,установленным в работе. Приводятся экспериментальные результаты, полученные при прохождении токов короткого замыкания в 5 к а и 10 к а через контакт при различных значениях сопротвления контакта.

ДК 621.313.322.044.53

Мэгуряну, Р.: **Теоретическое и экспериментальное исследование синхронной машины с кажущимися полюсами, питаемой от электронного коммутатора.**

Electrotehnica 18. № 11 ноябрь 1970, стр. 419–416

Проводится теоретическое исследование нового типа питания электроэнергией синхронной машины с кажущимися полюсами от электронного коммутатора. Проводится теория машины и осуществляется экспериментально новый тип, работа которого совпадает с расчетными данными.

ДК 621.313.333.2.013.22

Андрей, Р.: **Определение распределения магнитного поля в воздушном зазоре линейного двигателя с индуктором и последовательным соединением намотки.**

Electrotehnica 18, № 11 ноябрь 1970, стр. 417–425

Асинхронный линейный двигатель привлекает в последнее время внимание инженеров-электриков многих стран, благодаря, главным образом, оригинальному способу, по которому двигатель этого типа может разрешать проблему электрической тяги. Особенно интересным является определение распределения магнитного поля в воздушном зазоре, от которого зависит величина развернутой силы и наиболее соответствующая конструктивная форма узла. Исходя из уравнений электромагнитного поля устанавливается в специальной математически обоснованной работе, распределение магнитного поля в воздушном зазоре подобных машин. В продолжение производится расчет развитой электромагнитной силы и мощности, и подробно обсуждаются полученные результаты.

ДК 621.333.077.2.

Попович, Вл. и *Хурдук, Г.:* **Применение приводного двигателя при испытаниях противоположных по нагрузке тяговых генераторов дизельного электровоза.**

Electrotehnica 18, № 11, ноябрь 1970, стр. 426–428

В работе излагается целесообразность применения пускового двигателя при испытании противоположных по нагрузке тяговых генераторов LDE, решение, принятое впервые на испытательном стэнде завода Electroputerea — Крайова. Приводится конструктивная характеристика этого двигателя специальной конструкциии и отмечаются преимущества, полученные в результате применения данной схемы для испытания тяговых генераторов. Подчеркивается также надежность испытаний благодаря устранению специфического балансирования при испытаниях противоположных нагрузок.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621. 34 : 621. 313.2.012.6 :621.3.016.352

Марга, Г.: **Упрощенные гипотезы в исследовании динамического поведения электрического вала.**

Electrothenica 18, № 11 ноябрь 1970, стр. 428–435

Трудности математического изучения динамического режима вала вызваны тем, что передаточная функция электроческого вала является функцией третьего порядка. Приведение передаточной функции к второму порядку возможно в случае равных моментов инерции этих двух групп машин электрического вала, при его работе с нагрузками, приближенными к холостому режиму. Упрощенные гипотезы, позволяющие применять передаточную функцию второго порядка в большинстве случаев дали удовлетворительные результаты по работе электрического вала на промышленных установках.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА ● КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

INHALT

DK 621.3.066.5 :621.3.017.7

Horlopan, Gh. : **Neue Beziehungen bzgl. Erwärmung elektrischer Kontakte (II).**

Electrotehnica **18,** H.11, Nov. 1970, S. 405–409

Ein elektrischer Kontakt besteht aus einer beschränkten Fläche. Um seine Erwärmung bei Dauer- oder unterbrochenem Betrieb zu berechnen, genügt es die im Kontaktwiderstand entwickelte Energie zu kennen. Beim Durchgang von Wechselstrom folgt die Erwärmung des Kontaktes die Stromänderungen auf Grund von Beziehungen, die in der Arbeit festgestellt werden. Man zeigt die erzielten Versuchsergebnisse bei Kirzschlussströmen von 5 kA und 10 kA, die einen Kontakt bei verschiedenen Kontaktwiderständen durchfliessen.

CZ 621.313.322.044.53 428–435

Măgureanu, R. : **Theoretisches und experimentelles Studium der Synchronmsachine mit ausgeprägten Polen, gespeist von einen elektrischen Komutator.**

Electrotehnica **18,** nr. 11, nov 1970, S. 410–416

Man untersucht theoretischen die neue Speiseart mit elektrischer Energie, durch einen elektronischen Kommutator, einer Synchronmaschine mit ausgeprägten Polen. Man bespricht die Theorie der Maschine und verwirklicht experimentell die neue Type; deren Betrieb mit den Berechnungen übereinstimmt.

CZ 621.313.333.2.013.22

Andrei, R. : **Die Bestimmung der Verteilung des magnetischen Feldes im Luftspalt des linearen Motors mit kurzgeschlossenem Induktor und Reihenwicklung.**

Electrotehnica **18,** nr. 11, nov 1970, S. 417–425

Der synchrone Linearmotor wurde in letzter zeit das Objekt der Aufmerksamkeit der Elektroingenieure vieler Länder. Und dies im erster Linie dank der Originellen Art, in der dieser Motor die Aufgabe der elektrischen Zugförderung losen kann. Was in erster Linie interessiert ist die Bestimmung der Verteilung des magnetischen Felds im Luftspalt, wovon die Höhe der entwickelten Kraft sowie die konstruktiv günstigste Form des Ganzen abhängt. Ausgehend von den Gleichungen des elektromagnetischen Feldes, wird im Rahmen einer einheitlichen, mathematisch begründeten Behandlung die Verteilung des magnetischen Feldes im Luftspalt einer solchen Maschine bestimmt. Ferner berechnet man die entwickelte elektromagnetische Kraft und die entsprechende Leistung, warauf eine eingehende Besprechung der erhaltenen Resultate folgt.

CZ 621.333.077.2

Popovici, Vl. und *Hurduc, Gh.* : **Verwendung eines Antriebsmotors bei den Lastproben in Gegenschaltung der Zugförderungslokomotiven bei der 2100 PS Diesel elektrischen Lokomotive.**

Electrotehnica **18,** nr. 11, nov 1970, S. 426–428

Die Arbeit behandelt die Zweckmässigkeit der Verwendung eines Zugförderungsmotor zur Prüfung unter Last in Gegenschaltung der Zugförderungsgeneratoren LDE, eine zum ersten Mal auf dem Prüfstand des Werkes „Electroputere – Craiova" angewandte Lösung. Angegebenwerden die konstruktiven Einzelheiten dieses Spezialmotors worauf die erreichten Vorteile durch die Verwendung dieses Prüfschemas für Zugfördetungsgeneratoren gezeigt werden. Eingegangen wird auf die Prüfsicher dank der Ausschaltungen der spezifischen Schwingungen bei den Belastungsproben im Gegenschaltung.

FÜR DER JUNGEN INGENIEUR

CZ 621.34 : 621.313.2.012.6 : 621.3.016.352

Marga, Gh.: **Die vereinfachenden Annahmen bzgl. Studium des dynamischen Verhaltens der elektrischen Axe.**

Electrotehnica **18,** nr. 11, nov 1970, S. 428–435

Die Schwierigkeiten des mathematischen Studiums des dynamischen Zustandes der Achse verursacht die Tatsache dass die Uebergangsfunktion der elektrischen Achse dritten Grades ist. Die Herabsetzung zum zweiten Grad ist möglich im Fall der Gleichheit der Beharrungsmomente der zwei Maschinengruppen der elektrischen Achse und falls ihr Betrieb bei Belastungen in der Nähe das Leerlaufs stattfindet. Die vereinfachenden Annahmen, welche die Verwendung der Uebergangsfunktion zweiten Grades gestatten, sind in den meisten Fällen des Betriebes der elektrischen Achse in Industrieanlagen befriedigend.

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● CHRONIK ● KURZBERICHTET

SOMMAIRE

CD 621.3.066.6 : 621.3.017.7

Hortopan, Gh. : **Nouvelles relations mathématiques concernant le réchauffement des contacts électriques (II).**

Electrotehnica **18**, no. 11, nov 1970, p. 405–409

Un contact électrique représente un passage étroit. Pour calculer son réchauffement dans le régime permanent ou transitoire il suffit de connaître l'énergie développée dans la résistance de contact. Lorsque le courant alternatif passe, le réchauffement du contact suit les variations du courant en conformité avec les relations mathématiques établies dans l'article présent. On donne les résultats expérimentaux obtenues lors du passage des courants de court-circuit de 5 et de 10 kA dans un contact, pour plusieurs valeurs différentes de la résistance de contact.

CD 621.313.322.044.53

Măgureanu, R. : **L'étude théorique et expérimentale de la machine synchrone à pôles apparents, alimantée à partir d'un commutateur électrique.**

Electrotehnica **18**, no. 11, nov 1970, p. 410–416

On etudie d'une manière theorique le nouveau type d'alimentation en énergie électrique, par commutateur électronique, d'uné machine synchrone à pôles apparents. On fait la théorie dé la machine et on réalise expérimentalement le nouveau type dont le fonctionnement concorde avec les calculs exécutés.

CD 621.313.333.2.013.22

Andrei, R. : **La détermination du champ magnétique dans l'entrefer du moteur linéaire ayant l'inducteur en court-circuit et la connexion série du bobinage.**

Electrotehnica **18**, no. 11, nov 1970, 417–425

Le moteur asynchrone linéaire est devenu, les derniers temps l'objet de l'attention des ingénieurs électriciens de nombreux pays. Ceci grâce, en premier lieu, au mode original, par lequel cette sorte de moteur peut solutionner le problème de la traction électrique. Ce qui intéresse particulièrement c'est la détermination de la répartition du champ magnétique dans l'entrefer, par-ce que de celle-ci depend la valeur de la force développée ainsi que la forme constructive la plus indiquée de l'ansamble. En prenant comme point de départ les équations du champ électro-magnétique, on établit dans le cas d'une interprétation unitaire à fondement mathématique, la distribution du champ magnétique dans l'entrefer d'une machine de ce type. On calcule ensuite la force et la puissance électro-magnétique développée et l'on discute en détail les résultats obtenus.

CD 621.333.077.2

Popovici, Vl. et *Hurduc, Gh.* : **L'utilisation d'un moteur d'entrainement pour les essais de charge en opposition des générateurs de traction de la locomotive Diesel électrique de 2 100 CP.**

Electrotehnica **18**, no. 11, nov 1970, p. 426–428

Dans cet ouvrage on présente l'opportunité de l'utilisation d'un moteur d'entrainement lors des essais de charge en opposition du générateur de traction LDE, solution adoptée pour la première fois au stand d'essais de l'usine ,,Electroputere'' Craiova. On présente les caractéristiques constructives de ce moteur de construction spéciale et on montre les avantages obtenus par l'utilisation de ce schéma pour l'essai des générateurs de traction. On insiste sur la sureté des essais, par l'éliminations des balancements spécifiques aux épreuves de charge en opposition.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.34 : 621.313.2.012.6 :621.3.016.352

Marga, Gh. : **Les hypothèses simplifiantes concernant l'étude du comportement dynamique de l'axe électrique.**

Electrotehnica **18**, no. 11, nov 1970, p. 428–435

Les dificultés de l'étude mathématique du régime dynamique de l'axe sont provoquées par le fait que la fonction de transfert de l'axe électrique est du troisièmé ordre. La réduction de l'ordre de la fonction de transfert au second ordre est possible dans le cas des moments d'inertie égales des deux groupes de machines de l'axe électrique, et si le fonctionnement de ce dernier s'exécute avec des charges qui se rapprochent du régime de fonctionnement à vide. Les hypothéses simplifiantes qui permettent l'utilisation de la fonction de transfert de second ordre sont satisfaisantes dans la majorité des cas lorsque l'axe électrique fonctionne dans des installations industrielles.

COMPTES-RENDUS ● REFERATS ● CHRONIQUE ● BRÈVES COMMUNICATIONS

CONTENTS

DC 621.3.066.6 :621.3.017.7

Horlopan Gh. : **New reelations regarding heating of electric contacts (II)**

Electrotehnica **18**, nr.11, nov 1970, p. 405–409

An electric contact is a narrow place. When calculating its heating in permanent and transitory regimes it is sufficient to know the energy developed in the contact resistance.

At the passage of an alternating current the heating of the contact moves in sympathy with the current variations according to the relations presented in the paper. The author describes the experimental results obtained in passing 5 kA and 10 kA short circuit currents through a contact, for different values of the contact resistance.

DC 621.313.322.044.53

Măgureanu, R. : **The theoretical and experimental study of the salient synchronous machine fed from an electronic switch.**

Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970. p. 410–416

A new type of feeding with electric energy by an electronic switch of a salient a synchronous machine has been theoretically studied. The theory of the machine is presented and the experimental rezults are compared with the theoretical one, the differences being acceptable.

DC 621.313.333.2.013.22

Andrei, R. : **Determining the distribution of the magnetic field in the air gap of the linear motor with the inductor in short and the series connection of the winding.**

Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970, p. 417–425

The linear asynchronous motor has lately become a matter of interest for electrical engineers from many countries. This is firstly due to the original way in which such a motor can solve the problem of electric traction. An item of outstanding interest is the determination of the distribution of the magnetic field in the air gap since on it depend the value of the force developed as well as the most suitable constructive form of the unit. Starting from the equations of the electromagnetic field, one establishes within a mathematically substantiated unitary conception, the distribution of the magnetic field in the air gap of such a machine. The electromagnetic force and power developed is then calculated and the results obtained are discussed in detail.

DC 621.333.077.2

Popovici, Vl. and *Hurduc, Gh.* : **The use of a driving motor in the opposition load tests of the traction generators from the 2 100 HP– electric Diesel locomotive.**

Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970, p. 426–428

The opportunity of the utilization of a driving motor in the opposition load tests of EDL traction generators, solution adopted for the first time at the test stand of the ,,Electroputere'' Works in Craiova, is discussed in the paper. The constructive characteristics of this motor of special construction are given and the advantages obtained from the use of this system for testing the traction generators are pointed out. It is insisted upp-n the safety of the tests due to the elimination of the balancings specific to opposition load tests.

THE YOUNG ENGINCER'S GUIDE

DC 621.34 : 621.313.2.012.6 : 621.3.016.352

Marga, Gh. : **Symplifying hypotheses concerning the study of the dynamic behaviour of the electric shaft.**

Electrotehnica **18**, nr. 11, nov 1970, p. 428–435

The difficulties of the mathematical study of the dynamic regime of the shaft are caused by the fact that the transfer function of the electric shaft is of the third order. The reduction of the order of the transfer function to the second order is possible in the case of inertia moments being equal for the two groups of machines of the electric shaft and provided its working is made with loads close to the idling running regime. The simplifying hypotheses which allow to use the transfer function of the second order are satisfactory in most cases of the use of electric shafts in industrial installations.

REVIEWS ● REPORTS ● CHRONICLE ● BPIEF NEWS

Electroimpex

ELECTROIMPEX S A R L — BULGARIA

Sofia, 17 str.
G. Washington
Telefon : 88-49-91
Telex : 575

EXPORTĂ:

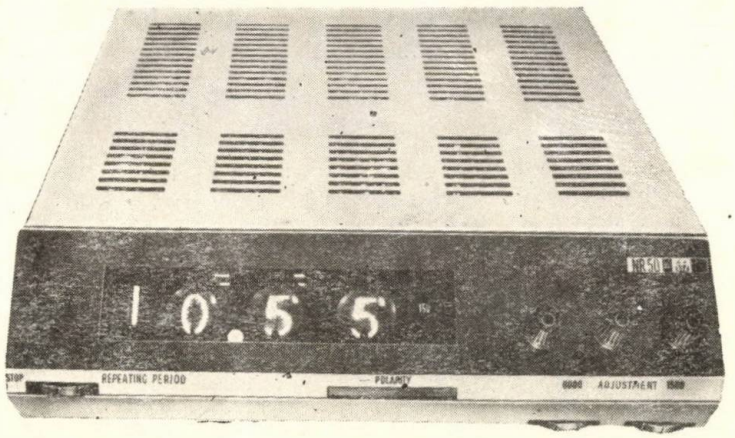
toate sortimentele de electroporţelanuri care corespund, din punct de vedere al caracteristicilor tehnice, exigenţelor standardelor renumite — BSS, ASA, DIN—VDE etc. Se execută, de asemenea, livrări conform planurilor şi condiţiilor tehnice cerute de beneficiari.
Graţie calităţilor sale, electroporţelanul bulgar rivalizează cu toate mărcile mondiale. El este apreciat în foarte multe ţări. Exportul anual de izolatoare produse în Bulgaria depăşeşte 10 000 t şi tinde spre o creştere rapidă.

PUBLICOM

SÎNTEȚI ÎN AVANS FOLOSIND NR

Milivoltmetru digital NR 30
Domenii: 119,99 mV — 1,1999 V — 11,999 V — 119,99 V
Subdomenii: 10 μV — 100 μV — 1 mV — 10 mV
Precizie: ± 0,05% pe domenii
Impedanța de intrare: 10 MΩ/V
Timpul de conversie: mai mic de 50 ms

Milivoltmetru digital NR 50
Domenii: 150 mV — 1,5 kV
1,5 μA — 15 A c.c.
Subdomenii: 100 μV
1 μA
Precizie: 0,15% pe domeniu
Impedanța de intrare: 1 MΩ/V



Instrumentele digitale NR sint concepute pentru a fi utilizate în laboratoare, la încercări și verificări în magazine și în alte locuri cînd se cere o măsurare rapidă, precisă și ușor de manevrat.

KOVO ÎNTREPRINDERE PENTRU COMERȚUL EXTERIOR
ELECTRONICĂ
TŘ.DUKELSKÝCH HRDINŮ 47
PRAHA-CZECHOSLOVAKIA
Telex: PRAHA 283 Tel: 3801

PUBLICOM

Vă mulţumim pentru vizita la

AEG-TELEFUNKEN

La tîrgul de mostre din Bucureşti
Hala W—standul 120

În cazul că doriţi şi alte informaţii asupra aparatelor şi instalaţiilor, vă rugăm a ne înştiinţa.

Repetăm aici profilul nostru: tehnica energetică, transporturi, operaţii tehnice de livrare, aparate casnice, radio, televiziune, fonotehnică, elemente componente din tehnica telecomunicaţiilor, transferul de informaţii, locaţie şi navigaţie, instalaţii electronice de calcul şi de prelucrarea datelor.

Specialiştii noştri vă stau cu plăcere la dispoziţie cu amănunte.

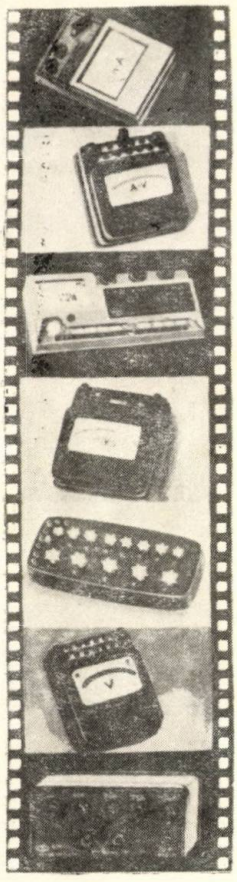
AEG — TELEFUNKEN
Secţia pentru străinătate
Frankfurt/M

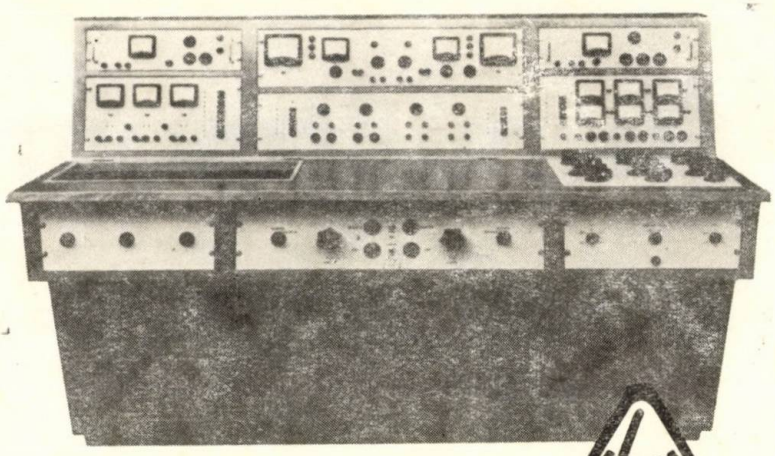
AEG

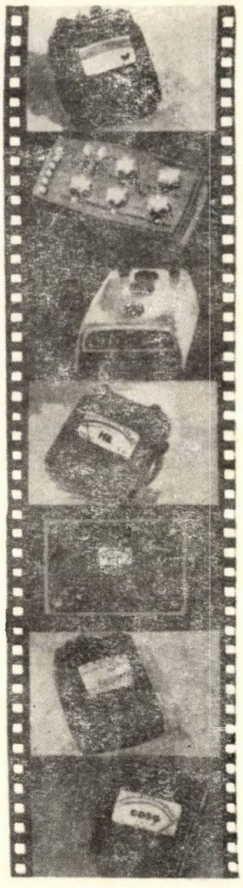
TELE FUN KEN

PUBLICOM

PRODUCĂTOR ŞI EXPORTATOR:



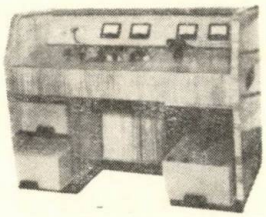




Fabrica de instrumente de măsură

BUDAPESTA 5, căsuţa poştală 577 – UNGARIA

GANZ



Importator:

MAŞINIMPORT

Tehnoimport, Bucureşti

Publicom

Abonaţi-vă

la revistele:

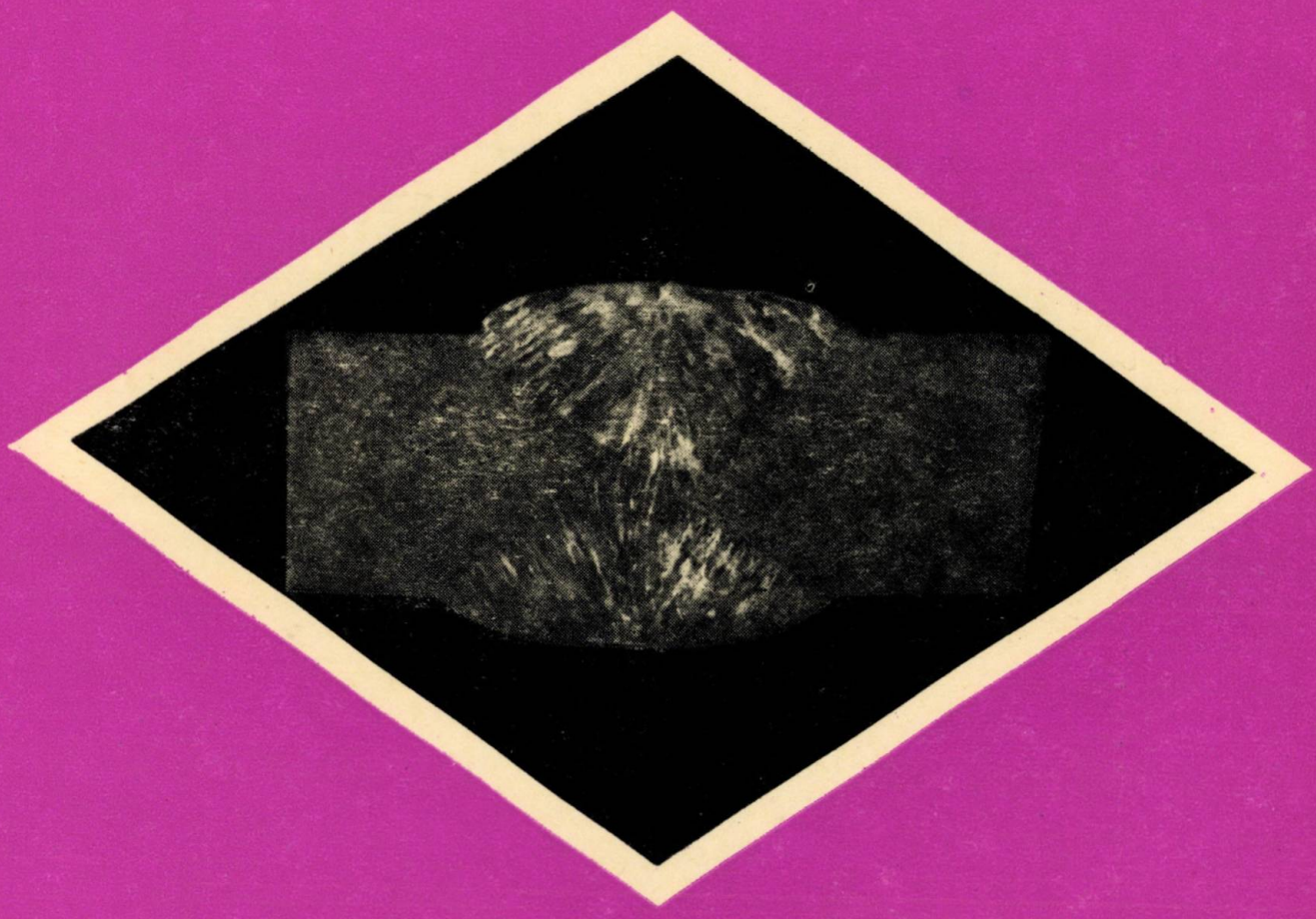
CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

POLSERVICE

Întreprindere de comerţ exterior



Oferă:

O licenţă pentru producerea de electrozi cu penetraţie profundă ECuGT pentru sudarea cuprului şi aliajelor de cupru

Folosirea de electrozi ECuGT face posibilă:

- **sudarea tablelor de cupru în acelaşi fel ca şi a oţelului;**
- **sudarea fără preîncălzire iniţială chiar în cazul unor table de 30 mm grosime;**
- **viteze de sudare de cîteva ori mai mari, ceea ce face ca eficienţa economică să crească o dată cu grosimea tablelor:**
- **realizarea unor suduri avînd calităţile mecanice şi plastice cerute;**
- **realizarea unei suduri de zece ori mai rapide şi mai ieftine decît prin metodele tradiţionale.**

Sudarea prin electrozi ECuGT este deopotrivă simplă şi sigură şi nu necesită sudori special calificaţi.

Oferim de asemenea alte soluţii tehnice iuteresante în domeniul electricitări şi electronicii.

POL SERVICE

POLSERVICE
WARSZAWA – POZNANSKA 15
POLAND
TELEFON: 28-72-18
TELEGRAME: POLSERVICE – WARSZAWA
TELEX: 813 539 UPOL PL.

PUBLICOM

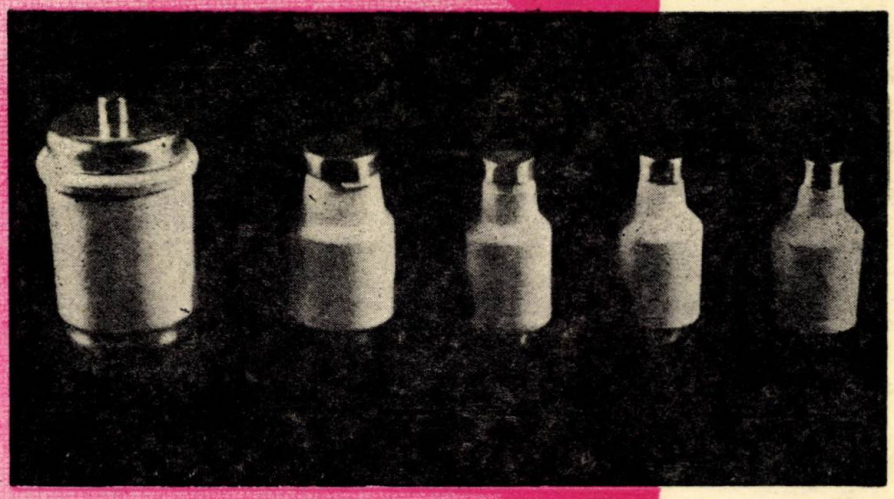
1971 JAN 1 3

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREŞTI ● BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 ● TELEFON 31.41.00

Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă, că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !



Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor Dvs, doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse ? Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite

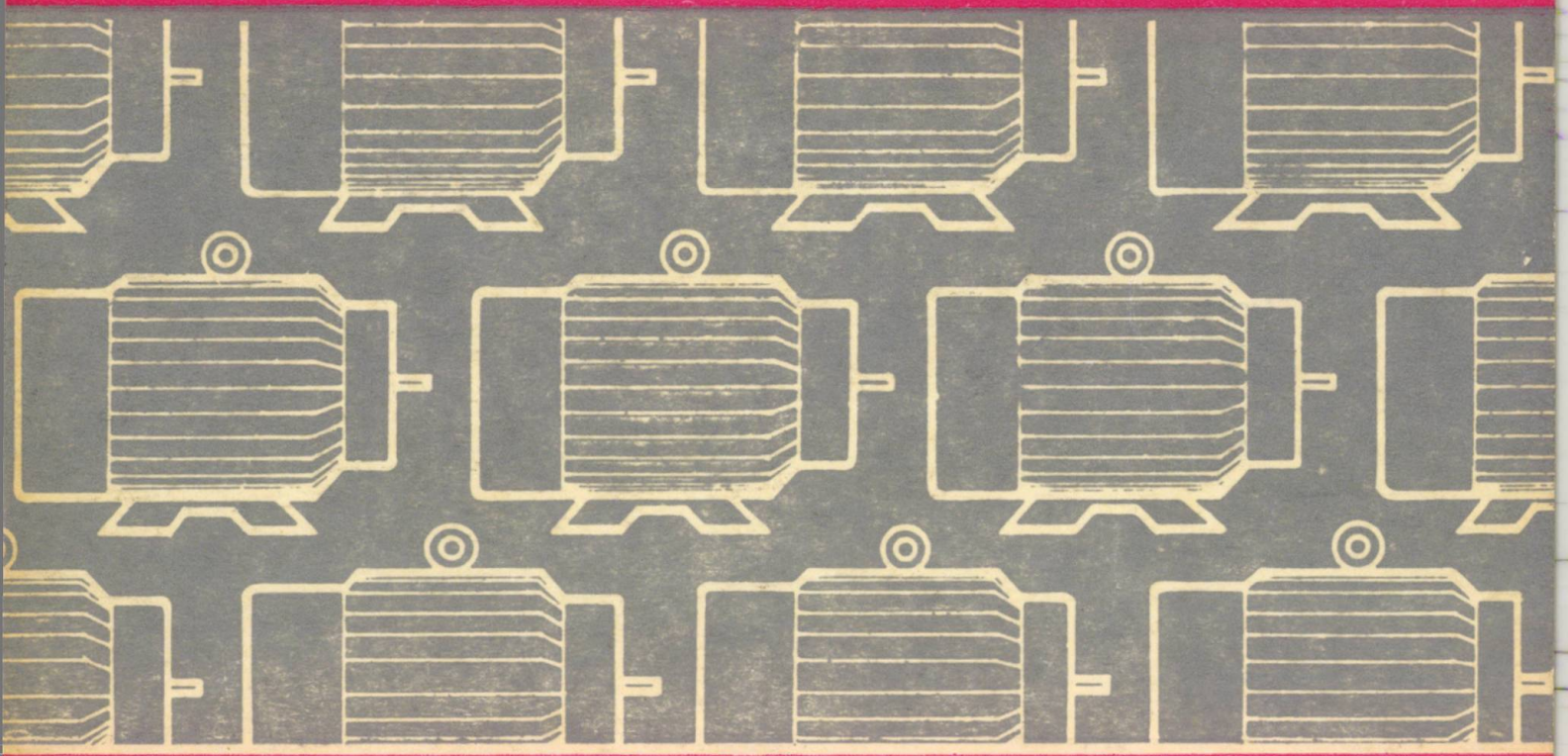
La toate aceste întrebări, ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 de ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

Telefonaţi la: 31.41.00.

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 18 • Nr. 12 • DECEMBRIE 1970

12

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR 32 ● SECTORUL 2 ● TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare de hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- de mică putere
- de medie putere
- de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
- de mică putere
- drift de mică putere

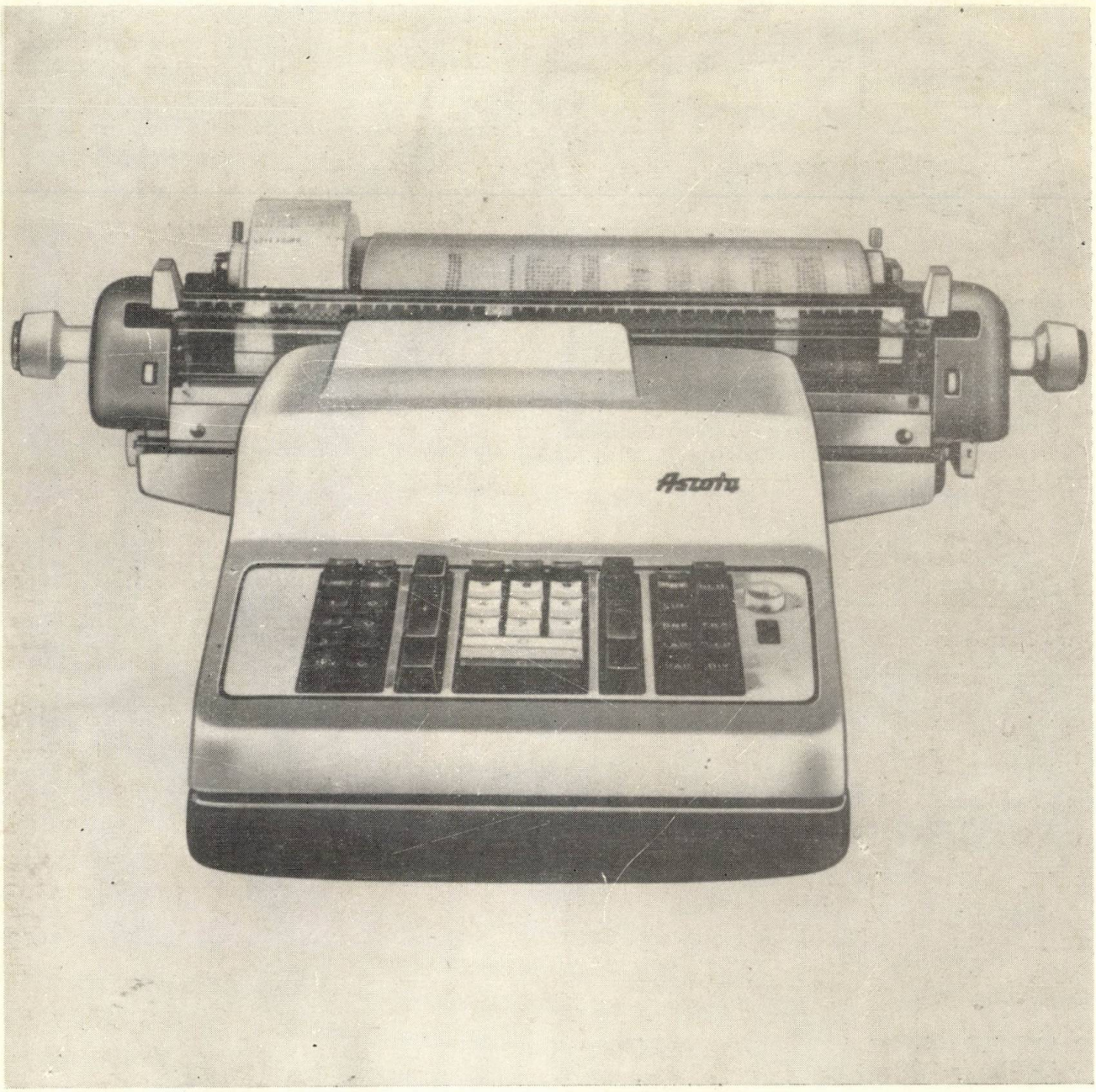
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- de mică putere
- de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



Automat de contabilizare, de precizie, de mare capacitate

Pentru industrie, comerţ, administraţie, pentru toate domeniile economiei, precum şi pentru cele mai mici birouri — ASCOTA 071, un automat de contabilizare, de precizie, care poate fi montat pentru a lucra independent ca automat de contabilizare cît şi pentru culegerea şi totalizarea datelor. Cartea sa de vizită : format mic şi capacitate mare — raţional, perfect şi rapid.

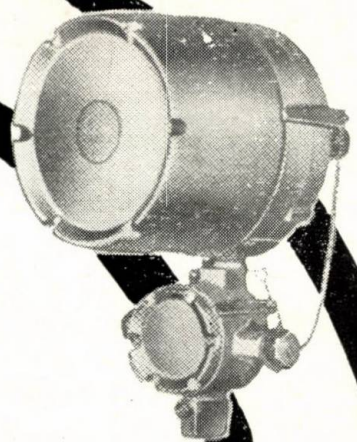
ASCOTA 071
— reprezintă un grad de automatizare extrem de mare
— economie de timp
— capacitate mare
produs în Republica Democrată Germană
Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive speciale.

Intrarea datelor (înregistrarea) şi manipularea se efectuează cu ajutorul unei claviaturi mici, cu viteză mare de imprimare. O singură apăsare pe claviatură poate rezolva simultan 10 funcţii automate. Aparatul de imprimat cu diviziuni mici permite utilizarea unor formulare mici. Deconectarea programului este posibilă pe patru programe independente, uşor de înlocuit.
Un automat care oferă avantaje. Avantaje pentru dv. !
Avantaje prin ASCOTA 071.

PUBLICOM

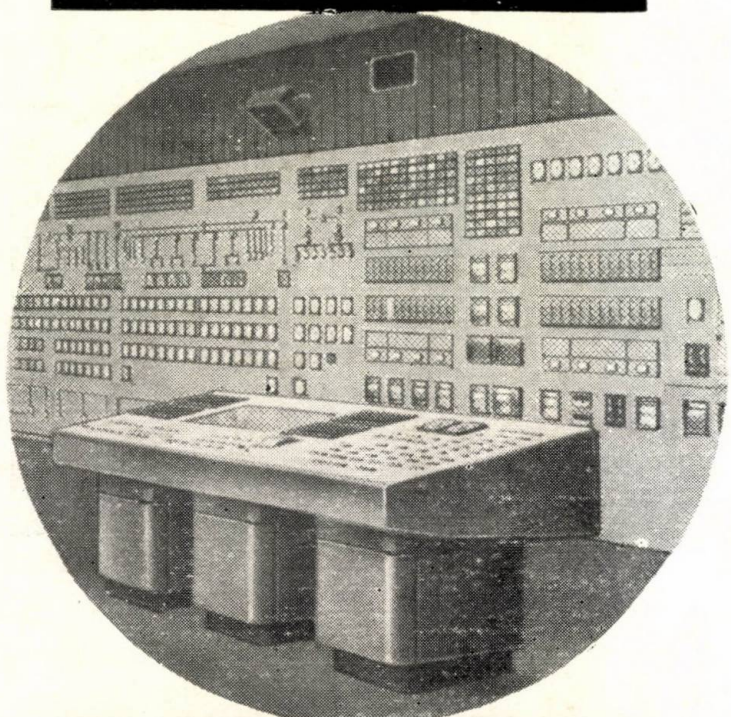
FEA

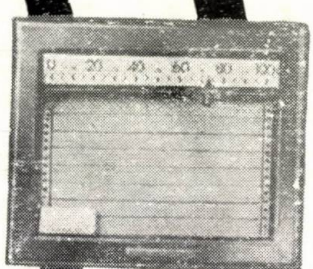
produce elemente de automatizare electronice în sistem unificat sau neunificat, complet transistorizate



PRECIZIE

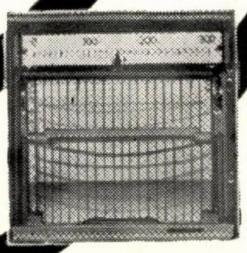
SIGURANTĂ ÎN FUNCTIONARE

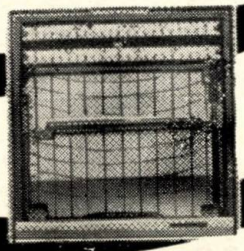




COMODITATE ÎN EXPLOATARE

ÎNTREȚINERE USOARĂ





FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI
București, Calea Floreasca 242-244, sect. II, tel. 33.26.60
ROMÂNIA

ELECTROTEHNICA

Anul 18 Nr. 12, pag. 441—480 decembrie 1970

CUPRINS

CZ 621.3.019.3 : 620.193.21

Lăzăroiu, D. F., Brill Adriana şi *Cristescu, M.* : **Contribuţii la studiul fiabilităţii echipamentelor electrotehnice din punctul de vedere al solicitărilor climatice.**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 441—445

Se analizează, ţinînd seama de solicitările factorilor de mediu, măsura în care teoria şi practica de interpretare, specifice siguranţei în funcţionare, pot fi aplicate la încercările de verificare a comportării produselor care se exploatează în condiţii climatice deosebite. Se dau exemple care evidenţiază aportul pe care îl aduce teoria siguranţei în funcţionare la planificarea încercărilor, prelucrarea şi interpretarea rezultatelor, precizîndu-se unele linii directoare ce se impun cercetării în domeniu.

CZ 612.313.33 : 621.876.114

Riulescu, I. : **Solicitarea reală a motoarelor de ascensor.**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 446—451

Pentru cunoaşterea solicitării în funcţionare reală a motorului asincron cu două viteze, folosit în ascensoarele de locuinţe, se face bilanţul energetic arătînd că încălzirea este determinată hotărîtor de funcţionarea intermitentă. După măsurări şi înregistrări în exploatare se confirmă că solicitarea lui termică este subnominală, iar dintr-o diagramă de valori extreme se arată valoarea maximală a numărului de cicluri şi probabilitatea redusă de a fi întîlnită.

CZ 621.317.39.084.2 : 538.65 : 621-52

Lăpuşan Valeria : **Defazor cu traductoare magnetorezistive**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 452—455

Se prezintă un defazor realizat cu ajutorul unui traductor magnetorezistiv — o nouă aplicaţie a sondelor magnetorezistive — putînd fi folosită în sistemele de comandă automată.

CZ 621.316.542.022.001.4 : 681.32

Sasu Mimi, Susea, A., Gheorghe, V. şi *Alcea, Tr.* : **Simularea unor procese tranzitorii într-o schemă electrică cu elemente neliniare, utilizînd un calculator numeric ELLIOTT-4120**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 455—462

Lucrarea prezintă simularea pe un calculator numeric a funcţionării unei scheme sintetice de încercare la putere de rupere a întreruptoarelor de înaltă tensiune. După o analiză succintă a funcţionării schemei de încercări sintetice Weil-Dobke în ipoteza că tensiunile în arc la bornele întreruptorului încercat şi auxiliar au anumite forme, se prezintă o metodică de determinare a timpilor la care se produc diferite conectări şi deconectări în schemă, algoritmul, schema logică şi programul de calcul. În ultima parte a lucrării se prezintă pentru exemplificare cîteva diagrame de variaţie în funcţie de timp ale curenţilor şi tensiunilor mai importante din schema Weil-Dobke, obţinute cu calculatorul numeric ELLIOTT-4120.

CZ 621.383 : 621.374

Marinescu, A. şi *Marinescu Ecaterina* : **Consideraţii privind comanda optică cu inerţie redusă în instalaţiile de încercare.**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 462—468

Se prezintă principiile moderne de comandă optică în impulsuri, generarea impulsurilor optice (laser, diodă luminiscentă, tub cu descărcare în gaz) corelarea emiţător-receptor optic, reducerea dispersiei în timp a ansamblului optoelectronic şi dispozitivul realizat în laboratorul de IT al CCP — GUAME Craiova

RECENZII ● REFERATE ● CRONICĂ ● SCURTE ŞTIRI ● SUMAR ANUAL ŞI INDEX ALFABETIC DE AUTORI

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt tehn. A. AVRAMECU — redatcor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc șt tehn ing. R RĂDULEȚ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri :lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5 927. *Taxele poștale plăite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9 112/1969*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.019.3:620.193.21

Лэзэрошу, Д. Ф., Брилл Адриана и *Кристеску, М.*: **Исследование надежности работы электротехнического оборудования с точки зрения климатических воздействий.**

Electrotehnica 18, nr. 12, дек 1970, стр. 441–445

Анализируется, с точки зрения воздействий факторов среды, степень, в которой теория и практика интерпретирования надежности работы могут быть применены при проверочных испытаниях изделий, эксплуатируемых в особых климатических условиях. Приводятся примеры, отмечающие значение теории надежности работы при планировании испытаний, обработке и интерпретации результатов и уточняются направляющие линии исследований в данной области.

DK 621.313.33 : 621.876.114

Рыулеску, И.: **Фактическая нагрузка двигателей лифтов**

Electrotehnica 18, № 12, дек 1970, стр 446–451

Для исследования нагрузки при фактической работе двухскоростного асинхронного двигателя, применяемого для жилищных лифтов, проводится энергетический баланс, из которого следует, что нагрев обусловливается прерывистым режимом работы. Измерения и записи на месте эксплуатации подтверждают, что его термическая нагрузка является субноминальной, а из диаграммы экстремальных значений вытекает максимальное значение количества циклов и малая его вероятность.

DK 621.317.39.084.2 : 538.65 : 621-52

Лэпушан Валерия: **Фазовращатель с магниторезистивными датчиками.**

Electrotehnica 18, № 12, дек 1970, стр 452–455

Описывается фазовращатель, осуществленный при помощи магниторезистивного датчика — новое применение магниторезистивных зондов — который можно использовать в системах автоматического управления.

DK 621.316.542.022 001.4 : 681.32

Сасу, Мими, Суся, А., Георге, В. и *Алча, Тр.*: **Симуляция неустановившихся процессов в электрической схеме с нелинейными элементами, при применении цифровой вычислительной машины ELLIOTT-4120.**

Electrotehnica 18, № дек 12,1970, стр 455–462

В статье излагается симуляция работы синтетической схемы испытания разрывной силы выключателей высокого напряжения, на цифровой вычислительной машине. После краткого анализа работы схемы синтетических испытаний Weil–Dobke в гипотезе, что напряжения в дуге в зажимах испытываемого и вспомогательного выключателя имеют определенную форму, приводится методика определения времени, в котором в схеме происходят различные включения и выключения, алгорифм, логическая схема и программа расчета. В последней части работы приводится, в качестве примера несколько диаграмм вариации в зависимости от времени более значительных токов и напряжений в схеме Weil–Dobke полученных при помощи цифровой вычислительной машины ELLIOT–4120

DK 621.383 : 621.374

Маринеску, А. и *Маринеску Екатерина*: **К вопросу оптического управления с пониженной инерцией в испытательных установках.**

Electrotehnica 18, № 12 дек 1970, стр 462–468

Излагаются современные принципы оптического управления в импульсах, генерирование оптических импульсов (лазер, люминисцентный диод, газоразряд ная трубка), коррелирование оптический передатчик приемник, уменьшение дисперсии во времении опто-электронного узла и приспособление, осуществленное в лаборатории IT CCP-GUAME Крайова.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ ● ХРОНИКА ● КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ ● УКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНЕЙ И АЛФАВИТНЫЙ АВТОРО

I N H A L T

DK 621.3.019.3. ; : 620.193.21

Lăzăroiu, D. F., Brill Adriana und *Cristescu, M.* : **Beiträge zum Studium der Betriebssicherheit elektrischer Ausrüstungen bzgl der klimatischen Beanspruchungen**

Electrotehnica 18 H. 12, Dez 1970, S. 441–445

Bei Beachtung der Beanspruchungen durch die Umgebung untersucht man dass Mass, in dem die Theorie und die Praxis, die der Betriebssicherheit eigen sind, bei der Prüfung des Verhaltens von Eyrzeugnissen unter verschiedenartigen klimatischen Bedingungen anwendbar ist. Mit Hilfe von Beispielen wird der Beitrag hervorgehoben, den die Theorie der Betriebssicherheit für die Planifizierung der Versuche, für die Ausarbeitung und Deutung der Resultate leistet, worauf einige Richtlinien für dieses Farschungsgebiet empfohlen werden.

DK 621.31333 : 621.876.114

Riulescu F. : **Die wirkliche Beanspruchung von Aufzugsmotoren.**

Electrotehnica 18, H. 12, Dez 1970, S 446–451

Zur Bestimmung der Beanspruchung des wirklichen Betriebs des Asynchronmotors mit zwei Geschwindigkeiten, welcher bei Aufzügen in Wohnbauten Verwendung findet, zieht man die energetische Bilanz und zeigt dabei dass die Erwärmung durch die Unterbrechungshäufigkeit entscheidend bestimmt wird. Nach Messungen und entsprechenden Aufzeichnungen im Betrieb wird bestätigt dass der Motorbetrieb auf kommutierung beruht und dass seine Wärmebeanspruchung unter dem nominellen Wert liegt. In einem Diagramm der Grenzwerte wird der Höchstwert der Zyklenanzahl gezeigt sowie die geringe Wahrscheinlichkeit, diesen Wert zu erreichen.

DK 621.317.39.084.2 : 538.65 : 621-52

Lăpuşan Valeria : **Phasenverschieber mit magnetoresistiven Transduktoren.**

Electrotehnica18,H.12,Dez1970,s 452–455

Man beschreibt einen Phasenverschieber, der mit Hilfe eines magnetoresistiven Transduktors erzeugt wirde – eine neaurtige Anwendung der magnetoresistiven Sonden – und bei Selbststeuerungssystemen verwendet werden kann.

DK 621.316.542.022.001.4 : 681.32

Sasu Mimi, Susea, A., Gheorghe, V. und *Alcea, Tr.* : **Die Nachbildung gewisser Uebergangsvorgängen in einem elektrischen Schema mit nichtlinearen Elementen, bei Verwendung eines Digitalrechners „Elliott-4120"**

Electrotehnica 18, H. 12, Dez 1970, S. 455–462

Der Aufsatz zeigt die Nachbildung (auf einem Digitalrechner) eines synthetischen Versuchsschemas mit dem Vargang während des Ausschaltens der Hochspannungsschalter bei der Ausschaltleistung. Nach einer kurzen Beschreibung der Arbeitsweise des synthetischen Versuchsschemas Weil-Dobke, in der Annahme dass der Spnnnungsbogen an den klemmen des untersuchten und des Hilfsschalters gewisse Formen besitzt, wird eine Methode dargestellt zur Bestimmung der Zeiten in denen verschidene. Ein – und Ausschaltungen im Schemas stattfinden, der Alogarithmus, das logische Schema und die Berechnungsfolge. Der letzte Teil der Arbeit bringt als Beispiel einige Diagramme mit der zeitlichen Aenderung der wichtigeren Ströme und Spannungen aus dem Weil-Dobkeschema, welche mit Hilfe des Digitalrechners Elliott-4120 erhalten wurden.

DK 621.383 : 621.374

Marinescu, A. und *Marinescu Ecaterina* : **Betrachtungen bzgl der optischen Steuerung mit verminderter Trägheit in Versuchsanlagen**

Electrotehnica 18, H. 12, Dez 1970, S. 462–468

Dargestellt werden die modernen Prinzipien optischer Steuerungen in Impulsen, die Erzeugung der optischen Impulse (Laser, Leuchtdiode, Gasentladungsröhren), die Korrelation Sender – optischer Empfänger, die Verminderung der zeitlichen Streuung, die optisch – elektronischen Gesamtheit und die Einrichtung, welche im Laboratorium JT – CCP – GUAME – Craiova gebant eurde.

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● CHRONIK ● KURZNACHRICHTEN ● JAHRES VERZEICHNIS UND ALFABETISCHES INDEX

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 18 Nr. 12 București, decembrie 1970

Contribuții la studiul fiabilității echipamentelor electrotehnice din punctul de vedere al solicitărilor climatice

DUMITRU F. LĂZĂROIU, ADRIANA BRILL, MIHAI CRISTESCU – București

CZ 621.3.019.3: 620.193.21

Natura solicitărilor și degradărilor datorate factorilor de mediu

Ca urmare a extinderii industriei și comerțului exterior al țării noastre, numeroase echipamente și utilaje, printre care multe electrotehnice, sînt destinate să funcționeze în țări situate în zone geografice cu climat diferit de cel temperat standard. Aceasta face ca produsele livrate în astfel de zone să fie supuse la solicitări suplimentare, aferente factorilor de mediu specifici acestor regiuni.

Asigurarea parametrilor funcționali ai produsului implică realizarea fiabilității operaționale care caracterizează produsul, la funcționarea în climat temperat standard.

Aspectul economic al influenței factorilor de mediu asupra produselor industriale a ieșit pregnant în evidență în ultimele decenii, în acele cazuri în care pierderile materiale, datorite unor protecții climatice insuficiente, s-au dovedit a fi deosebit de ridicate [1]. Verificarea comportării față de acțiunea distructivă a factorilor de mediu, avînd ca scop aprecierea capacității produsului, conceput special pentru condiții predeterminate, de a-și menține calitățile funcționale, cît și a perioadei de timp corespunzătoare acesteia, face ca această preocupare să constituie unul dintre aspectele studiului fiabilității sau siguranței în funcționare (ambii termeni au aceeași circulație)[10].

Prezenta lucrare își propune ca, ținînd seama de solicitările factorilor de mediu, să analizeze măsura în care teoria și practica de interpretare, proprii teoriei fiabilității, pot fi aplicate la încercările de verificare a comportării climatice a produselor, inclusiv în scopul aprecierii duratei lor de viață. Lucrările de verificare a comportării produselor în medii cu factori climatici, biologici, mecanici, chimici etc. agresivi sînt de o importanță economică deosebită, cunoscîndu-se sarcinile actuale de creștere a volumului de export și de asigurare a competitivității produselor industriei noastre, prin nivelul lor de calitate. Aceasta presupune trecerea de la verificările cu caracter mai mult calitativ, practicate pînă în prezent, la aprecierea cantitativă a nivelului de calitate economic justificat al produselor, în special din punctul de vedere al fiabilității lor operaționale.

Realizarea de produse corespunzătoare exploatării în zone cu climat deosebit de cel temperat, presupune cunoașterea și aprecierea corectă a condițiilor în care apar solicitările factorilor climatici și ale altor factori asociați, a naturii, intensității și variației acestora în timp. Numai pe această bază se pot stabili corect condițiile de verificare a produselor, cunoscîndu-se degradările provocate de factorii care caracterizează mediul de exploatare, apariția și evoluția acestora în timp. Din punctul de vedere al perioadei în care apar solicitările factorilor de mediu, deosebim solicitări : în perioada transportului, în perioada de depozitare și în timpul exploatării propriu-zise. Din punctul de vedere al naturii acestor solicitări deosebim două grupe mari : solicitări obiective (regimuri specifice de funcționare, agenți climatici și biologici, solicitări mecanice etc.) și solicitări subiective (antropotehnice) [2].

Natura degradărilor la produsele cu caracter electrotehnic este mult mai complexă, decît în cazul produselor neelectrotehnice, izolația electrică constituind unul din elementele cel mai puțin sigure în funcționare, în special în cazurile în care concepția tehnică este deficitară. De asemenea, trebuie avut în vedere că, în natură, factorii climatici au o acțiune complexă,

* Conf. dr. ing. *D.F. Lăzăroiu este director general în* M.I.C.M., ing. *A. Brill* este cercetător științific principal în I.C.P.E., iar *M. Cristescu* este inginer principal în M.I.C.M.

datorită faptului că se manifestă simultan. Cei mai importanți factori climatici, din punct de vedere al acțiunii lor separate sau conjugate, sînt temperatura și umiditatea. De altfel, separarea manifestărilor lor este dificilă și neconcludentă, deoarece rezultatul acțiunii fiecăruia luat în parte este diferit de cel al acțiunii lor simultane, așa cum se petrece în realitate.

Acțiunea temperaturii ridicate se manifestă printr-o accelerare a fenomenului de îmbătrînire a materialelor organice, favorizînd procesele de degradare ale structurii chimice și limitînd capacitatea de funcționare a produselor ce se încălzesc în procesul de exploatare. Acest efect este deosebit de important în cazul izolanților organici, a căror împărțire în clase termice este cunoscută.

Umiditatea acționează mai ales asupra izolanților electrici, ale căror proprietăți scad substanțial datorită umezirii lor. De asemenea, se înrăutățesc proprietățile mecanice ale materialelor organice, iar procesul de coroziune a metalelor se accelerează în funcție de creșterea procentajului de umiditate a mediului ambiant, în special în prezența sărurilor, agenților chimici și agenților biologici (cu deosebire ciuperci și mucegaiuri). În zonele geografice bogate în praf și nisip, acțiunea acestora conjugată cu cea a vînturilor poate conduce la scoaterea din uz a produselor prin abraziune, blocări sau împiedicarea mecanică sau electrică a unor funcțiuni. În zonele cald-umede, factorul biologic poate fi preponderent pentru produsele în care predomină materialele organice.

În perioada transportului și stocării, în afara factorilor climatici amintiți, care caracterizează zonele în care se efectuează aceste operațiuni, deosebit de importante sînt solicitările mecanice (șocurile și vibrațiile).

În afara principalilor factori obiectivi de mediu, amintiți mai sus, pentru aprecierea fiabilității produselor trebuie să se țină seama și de factorii subiectivi, care pot determina degradarea lor, cum este factorul antropotehnic, în special în cazurile în care nivelul de calificare al personalului de exploatare este mai redus.

Încercările la solicitările factorilor agresivi ai mediului ambiant de exploatare

Aprecierea rezistenței produselor electrotehnice față de acțiunea mediului ambiant se face pe baza interpretării datelor de comportare a acestor produse la încercările de laborator, sau pe baza datelor despre comportarea în timpul exploatării, cunoscînd variația factorilor climatici care acționează asupra lor.

Urmărirea comportării în exploatare a produselor (metoda directă) furnizează date prețioase asupra felului în care apar diferitele solicitări, asupra intensității și a variației lor în timp. Pe baza acestora se stabilesc concluziile privitoare la eficacitatea protecțiilor aplicate sau a soluțiilor constructiv-tehnologice adoptate.

Organizarea culegerii, trierii și centralizării informațiilor de comportare în exploatare comportă o anumită tehnică. În literatură sînt indicate diferite forme de organizare a acestei operații, ca de exemplu cea pe bază de fișe de urmărire [3], special concepute. Interpretarea rezultatelor din exploatare trebuie să asigure compararea cu rezultatele încercărilor de laborator pe baza corelațiilor cunoscute [2]. Dezavantajul principal al metodei directe de apreciere a rezultatelor, pe baza datelor din exploatare, constă în primul rînd în durata mare necesară culegerii acestora. De asemenea, datorită diversității condițiilor de exploatare și a variațiilor aleatoare ale factorilor de mediu care solicită produsele, rezultatele obținute pot fi dificil extrapolate, utilizînd cu grijă anumite corecții.

Pentru ușurința asigurării unor condiții tipice de climă, care să permită compararea mai ușoară a rezultatelor solicitărilor, s-a recurs la expunerea produselor și mostrelor de materiale și tehnologii în stațiuni experimentale în climat natural, așa cum procedează și I.C.P.E. în diferite microclimate naturale, în care au fost amenajate astfel de stațiuni. Cu aceasta însă nu se rezolvă problema timpului, a cărui scară rămîne în continuare 1 : 1.

Necesitatea de a avea cît mai repede o imagine asupra comportării posibile a unui produs în exploatare și a rezistenței sale la acțiunile degradante ale mediului, cît și necesitatea reproductibilității condițiilor de încercare, au condus la dezvoltarea metodelor de încercare de laborator, în camere climatice, în care se modelează atît climatul, cît și alte tipuri de solicitări ale mediului ambiant. Aceste metode sînt accelerate, adică la o scară redusă a timpului, valorile factorilor de mediu cu care se efectuează încercările sînt mai mari decît în natură. Este deci vorba de modelul unui mediu artificial, la o scară comprimată a timpului, ale cărui efecte sînt echivalente cu cele ale mediului natural, considerat la scara 1:1 a timpului. Astfel de modele sînt cuprinse în recomandări internaționale C.E.I. cum și în standarde și norme.

Metodele încercărilor accelerate sînt studiate intens în ultimul timp de laboratoarele din țară și străinătate, din cauza avantajului pe care îl prezintă scurtarea duratei de încercare [4], [5]. Există totuși dificultăți care provin din posibilitatea limitată de echivalare a mecanismelor de defectare, apariția fenomenelor ireversibile și necaracteristice, alegerea mărimilor treptelor de

accelerare, corelarea cu încercările la solicitări normale, riscurile extrapolării, cum și riscul ca uneori volumul pieselor distruse să nu justifice întotdeauna concluziile cercetării efectuate. Încercările accelerate constituie, în același timp, un mijloc de sondaj al tehnologiei de fabricație pentru produsele și echipamentele la care coeficienții de corelație sînt stabiliți. Problema care se pune la alegerea valorilor intensității factorilor de mediu, cu care se operează la încercări, este de a nu se depăși limita de solicitare peste care apar fenomene ireversibile, necaracteristice pentru interpretări.

Un aspect deosebit de important al încercărilor de laborator este că, spre deosebire de încercările în climat natural, unde pot acționa simultan mai mulți factori, la încercările de laborator se operează în general cu unul sau cu un număr redus de factori, pentru că reproducerea simultană a solicitărilor ar complica utilajele de încercări și le-ar scumpi foarte mult. Trebuie remarcat totuși faptul că, în ultima perioadă, există o preocupare din ce în ce mai accentuată pentru încercările complexe, care conduc la rezultate mai apropiate de situațiile reale de exploatare. Pentru a asigura caracterul de reproductibilitate al încercărilor de comportare climatică în laborator, în funcție de mediile tip de exploatare, au fost stabilite durate și valori ale factorilor de solicitare pentru diferitele încercări, ca de exemplu căldură umedă, căldură uscată, frig, radiația solară etc., consemnate în standarde.

Încercările de laborator comportă deci, în general, două aspecte obligatorii și anume:

— stabilirea parametrilor de încercare și a programului de încercare, în concordanță cu solicitările avute în vedere, de exemplu pe baza diagramei *e-t-u* a solicitărilor limită [6]. Diagrama *e-* (presiune)); *t-* (temperatură); *u-* (umiditate) construită pe baza valorilor presiunii de vapori, a temperaturii aerului și a umidității relative, reprezintă o suprafață între limitele căreia sînt cuprinse toate combinațiile acestor factori, care definesc respectiva stare de mediu (orice stare de mediu de exploatare posibilă);

— interpretarea rezultatelor și stabilirea concluziilor privind comportarea posibilă în exploatare.

De cele mai multe ori, pînă în prezent, rezultatele încercărilor s-au interpretat calitativ pe bază de calificativ „corespunde" sau „nu corespunde". Această interpretare calitativă începe să fie nesatisfăcătoare în relațiile producător-beneficiar [7]. În cele ce urmează vom prezenta succint metodele ce se propun a fi utilizate pentru interpretarea cantitativă a unor încercări climatice, pe baza lucrărilor efectuate în laboratoarele I.C.P.E. [8].

Prelucrarea și interpretarea datelor încercărilor climatice pe baza metodelor statistico-matematice ale fiabilității

Pentru interpretarea cantitativă, cu ajutorul metodelor statistico-matematice ale fiabilității, au fost luate în considerare, ca exemplificare rezultatele încercărilor de comportare ale contactelor de wolfram ale releelor regulatoare auto, în mediu umed, în prezența unor materiale organice, pe baza unor lucrări efectuate la I.C.P.E. [9].

S-a constatat că, în exploatare, în prezența umidității și a materialelor organice, se formează o peliculă izolantă pe suprafața contactelor. Încercările efectuate au avut ca scop să determine timpul de formare al peliculei izolante pe suprafața contactelor, în prezența materialelor organice ce intră în componența releelor regulatoare auto, această peliculă fiind evident dăunătoare. Criteriul de apreciere al comportării a fost valoare inversă a căderii de tensiune pe contacte, respectiv scăderea conductivității în zona de trecere.

Rezultatele măsurărilor sînt cuprinse în tabela 1, în care s-a adoptat pentru fiecare material o codificare arbitrară (1—5). Datele din coloana 4 a tabelei 1 reprezintă timpul mediu de defectare al contactului datorită materialului respectiv. Valorile inverse ale acestui interval de timp sînt cuprinse în coloana 6 și reprezintă intensitățile medii de defectare (presupunînd că legea de distribuție a defectărilor este exponențială).

Din analiza fenomenului de defectare pot rezulta două concluzii și anume:

— degradarea provocată este un fenomen cu restabilire (prin întreținerea contactelor, sistemul este pus din nou în stare de funcționare);

— din punct de vedere al fiabilității, sistemul format din contacte și materialele organice, utilizate în construcția releului, constituie o schemă serie, la care oricare din elemente poate fi determinant în scoaterea din funcțiune a sistemului.

Pentru sistemele serie, în cazul legii exponențiale, sînt valabile relațiile:

$$\lambda_T = \lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot \cdots\cdots \cdot \lambda_N \ [\text{oră}^{-1}], \qquad (1)$$

în care:

λ_T este intensitatea de defectare totală a sistemului;

λ_i — intensitatea de defectare a elementului i;

N — numărul total al componentelor sistemului, și

$$t_{med} = \frac{1}{\lambda_T} \ [\text{oră}], \qquad (2)$$

în care

t_{med} este timpul mediu între defectări, al sistemului.

Tabela 1

Tipul şi codul materialelor de bază	Codul materialului	Denumirea materialelor ce pot fi utilizate la construcţia relelor	Timpul mediu pînă la defectare $\frac{t_{med}}{\text{ore}}$	Coeficienţi de calitate q	Intensitatea de defectare a elementului $\lambda \times 10^{-2}$, oră$^{-1}$
Materiale izolante	1.*a*	ţesătură impregnată cu poliester	96	2	1,04
	1.*b*	hostofan (producţie japoneză)	24	0,5	4,15
Materiale de presare	2.*a*	praf de presare fenolformaldehidic	96	2	1,04
Materiale suport	3.*a*	sticlotextolit	87	1,81	1,15
	3.*b*	pertinax tratat termic	48	1	2,12
	3.*c*	pertinax netratat termic	24	0,5	4,15
	3.*d*	textolit tratat termic	24	1,5	4,15
	3.*e*	textolit netratat termic	18	0,37	5,55
Materiale componente ale circuitului electric	4.*a*	email poliamidic	96	2	1,04
	4.*b*	email tereftalic	48	1	2,12
	4.*c*	email poliuretanic	48	1	2,12
	4.*d*	lac G-51-N	48	1	2,12
Materiale pentru etanşare	5.*a*	cauciuc nitril-acrilic	48	1	2,12
	5.*b*	cauciuc α-metil-butadien-stiren	24	0,5	4,15

Din aceste relaţii se deduce că, în cazul unui număr mare de componente, este indicat ca ordinul de mărime al parametrilor λ_i să fie aproximativ acelaşi, deoarece valoarea redusă a unuia influenţează durata totală de viaţă a sistemului. Aceasta înseamnă că este de dorit ca durata de viaţă a tuturor elementelor componente ale unui sistem să fie practic aceeaşi. În tabela 1, se observă că majoritatea materialelor prezintă o durată de defectare de 48 ore, care a fost adoptată ca unitate, în funcţie de ea stabilindu-se coeficientul de calitate q din coloana 5 şi intensitatea de defectare din coloana 6.

Definim coeficientul de calitate q ca raportul între timpul mediu de defectare al unui material oarecare (t_{med_i}) şi timpul mediu de defectare admis ($t_{med_{admis}}$) (în cazul nostru 48 ore):

$$q = t \frac{t_{med_i}}{t_{med_{admis}}}. \qquad (3)$$

Acest coeficient poate servi drept criteriu de proiectare în alegerea materialelor de construcţie.

Întrucît în laborator au fost efectuate încercări accelerate, pentru stabilirea duratei de viaţă în exploatare este necesar să se cunoască coeficientul de corelare laborator-exploatare k, avînd următoarea expresie:

$$k = \frac{t_{med.\ expl.}}{t_{med.\ acc.\ lab}}, \qquad (4)$$

în care:

$t_{med.\ expl.}$ — reprezintă durata medie între două întreţineri succesive, în exploatare;

$t_{med.\ asc.\ lab.}$ — reprezintă timpul mediu de defectare pentru încercările accelerate de laborator.

În cazul analizat, pentru $t_{med.\ expl.}$ s-a luat în considerare intervalul de 400 ore, care reprezintă timpul mediu de întreţinere practicat în exploatare.

Deci putem calcula coeficientul k, în cazul unui anumit tip de produs (releu), confecţionat din materiale avînd $t_{med.\ acc.\ lab.} = 48$ ore:

$$k = \frac{400}{48} = 8{,}35.$$

Cunoscînd acest coeficient şi valorile $t_{med.\ acc.\ lab.}$ se poate determina încă din faza de proiectare intervalul de timp între două întreţineri succesive ($t_{med.\ expl.}$), corelat cu costurile de realizare ale produsului.

În cazul studiat, se constată că, de exemplu, realizînd produse cu materialul suport 3.*c* din tabela 1, intervalul de întreţinere rezultă:

$t_{med.\ expl.} = t_{med.\ min.\ lab.}\ xk = 8{,}35 \times 18 =$

$= 150$ ore, ceea ce este nesatisfăcător.

Pe de altă parte, ţinînd sema de faptul că coeficientul de corelare este diferit, în funcţie de condiţiile de exploatare, se poate stabili o curbă a acestor coeficienţi, a căror cunoaştere permite stabilirea de soluţii economice în funcţie de condiţiile impuse. În figura 1 este prezentată o astfel de curbă, pentru fiabilitatea unui produs din punctul de vedere al solicitărilor mecanice (vibraţii, acceleraţii).

Cele prezentate se exemplifică în tabela 2, în care se dau trei variante posibile de relee regulatoare auto, în funcţie de materialele constructive folosite şi severitatea exploatării.

Se impune continuarea încercărilor şi pe alte materiale constructive pentru confecţionarea unor relee regulatoare cît mai omogene din

punct de vedere al factorului de calitate q definit mai sus.

Se constată deci că, aplicînd criteriile matematice utilizate în fiabilitate, este posibil ca

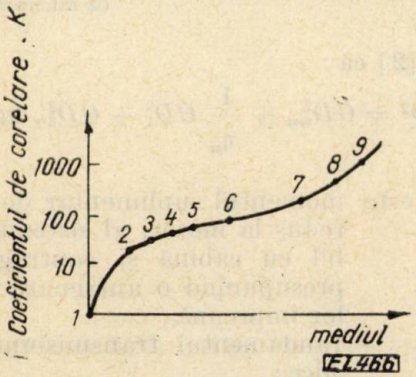


Fig. 1. Curba coeficienților de corelare pentru valorile medii ale intensității defecțiunilor produselor aflate în diferite condiții de utilizare:

1 — laborator; *2* — la sol; *3* — navă maritimă; *4* — remorcă auto; *5* — platformă de cale ferată; *6* — aparatură alpină; *7* — avion; *8* — rachetă; *9* — modele moderne de rachetă.

Tabela 2

Releu tip	Tipul solicitării	Tipul materialului (tab. 1) / Coeficientul de calitate (q)	Observații
I	severă	$\frac{1.a}{2}$ $\frac{2.a}{2}$ $\frac{3.a}{1,81}$ $\frac{4.a}{2}$ $\frac{5.a}{1}$	materialul 5.*a* este necorespunzător în comparație cu celelalte
II	medie	$\frac{1.a}{2}$ $\frac{2.a}{2}$ $\frac{3.b}{1}$ $\frac{4.b}{1}$ $\frac{5.a}{1}$	folosirea materialelor 1.*a* și 2.*a* nu se justifică
III	redusă	$\frac{1.b}{0,5}$ $\frac{2.a}{2}$ $\frac{3.c.d}{0,5}$ $\frac{4.b.c.d}{1}$ $\frac{5.b}{0,5}$ $\frac{3.e}{0,37}$	folosirea materialelor 2.*a* și 3.*e* nu se justifică (2.*a* ca prea bun, 3.*e* ca prea slab).

pe baza unor rezultate ale măsurărilor de laborator să se obțină concluzii noi, care permit realizarea unor produse economice, cu o durată de viață corespunzătoare utilizării lor, cît și a unor date utile exploatării corecte.

Concluzii

Aplicarea criteriilor matematice utilizate în teoria fiabilității permite interpretarea cantitativă a rezultatelor încercărilor de comportare față de acțiunea factorilor de mediu, atît pentru materiale, cît și pentru mașini și aparate.

Cunoscînd, în principiu, evoluția fenomenului de defectare, se poate stabili un program rațional de încercări, astfel încît cu minimum de măsurări să se obțină maximum de posibilități de interpretare, din diferite puncte de vedere. În cazul unor probleme similare, se poate face o clasificare după criteriul cantitativ al duratei de viață, ceea ce va permite proiectanților și producătorilor realizarea unor produse optimizate economic, sub aspectul condițiilor de exploatare impuse. Aplicînd aceste criterii, se pot obține date prețioase pentru stabilirea intervalelor de întreținere optime, ceea ce conduce la prelungirea duratei de viață a produselor.

Am subliniat doar cîteva aspecte mai importante care au rezultat din sumara încercare de a trata cu ajutorul aparatului statistico-matematic al fiabilității rezultatele încercărilor de mediu. De altfel, se constată din ce în ce mai mult pe plan mondial și național că fiabilitatea devine una din preocupările inginerești fundamentale [10].

Aceasta impune însă o continuă culegere de date pe baze științifice, privind factorii climatici și alți factori de mediu asociați, de comportare în exploatare și de rezultate de laborator care să fie sistematizate, pentru a avea oricînd la dispoziție elementele necesare unei corecte determinări a fiabilității produselor, ca urmare a acțiunii mediului ambiant.

Considerăm că se justifică aprofundarea unor cercetări în acest domeniu, ținînd seama de importanța pe care o are asigurarea nivelului calitativ al produselor destinate exploatării în diferite medii climatice, în special pentru echipamentele destinate exportului.

Bibliografie

[1] *Peeler, F.C.* Enviromental testing. In: Reliability Engineering for Electronic Systems, New Vork, John Willey and Sons, 1966, p. 230—321.

[2] *Drujinin, G.V.* Siguranța în funcționare a sistemelor. București, Editura tehnică, 1968.

[3] *Brill, A.* Organizarea culegerii, prelucrării și transmiterii informațiilor cu privire la fiabilitatea elementelor și sistemelor tehnice. In: Culegere de referate la cel de al 2-lea Seminar tehnico-științific privind „Siguranța în funcționare", București, 16—17 dec 1967, p. 101—111.

[4] *Konorovski, V.N.* ș.a. Uskorennîi metod opredelenia explutaționnogo sroka siujbî lakokrasocinîh pokrîtii v gazo obraznîh agressivnîh sredah. In: Lakokrasocinie materiali ih primenenie, nr. 1, 1969, p. 55—57.

[5] *Lăzăroiu, D.F.* Nivelul și căile de creștere ale siguranței în funcționare la produsele și echipamentele electrotehnice In: Electrotehnica **16**, nr. 12, 1968, p. 447—453.

[6] *Burchard, H.* Normung von Prüf-und Anwendungs Klassen. In: ETZ-B, nr. 12, dec 1963, p. 11—12.

[7] *Kricevski, Iu. I.* Vlianie klimata na nadejnosti mașini mehanizmov Minsk, Izd. Nauka i tehnika, 1968.

[8] *** Norme de climatizare și protecții climatice. I.C.P.E. 1968.

[9] *Pîrligras, E., Minea, S., Antohi, C.* Studiul comportării contactelor de wolfram de la releele regulatoare auto în prezența substanțelor organice în medii cu umiditate ridicată. In: Electrotehnica, **17**, nr.5, 1969, p. 186—190.

[10] *Lăzăroiu, D.F.* Aplicarea teoriei siguranței în funcționare la echipamentele electrotehnice de curenți tari. In: Electrotehnica **16**, nr. 10, 1968, p. 361—368.

Intrat în redacție la 12.V.1970

Solicitarea reală a motoarelor de ascensor

IONEL RÎULESCU* — București

CZ 621.313.33:621.876.114

În funcționarea ascensoarelor de locuință au apărut defecte la motoarele folosite ale căror cauze nu au putut fi atribuite precis stării izolației sau ineficienței sistemelor de protecție.

Motorul asincron cu două viteze utilizat în aceste instalații este de putere mai mare decît a unor sisteme similare străine și a constituit subiect controversat între producător și beneficiar cu privire la siguranța lui în funcționare.

Funcționarea motorului este intermitentă, caracterizată de porniri și reversări frecvente. El pornește pe viteză mare, în care funcționează o durată relativă mică și trece în frînare hipersincronă pe viteza mică pînă la oprirea comandată de un limitator. Norma prevede un număr maximum de cicluri pe oră cu o durată activă și încărcare subnominală definite [1].

Pentru elucidarea solicitării reale se analizează solicitarea electrică și termică, se compară cu înregistrările efectuate în exploatare și se estimează șansele de depășire a solicitării termice admisibile.

Încărcarea motorului

În funcționarea cu viteza uniformă încărcarea reprezintă doar o fracțiune din puterea nominală, cabina fiind echilibrată, la jumătate din sarcină, cu contragreutatea. Rezultă că la urcarea cu cabina plină sau coborîrea cu cabina goală, puterea utilă maximă este:

$$P_u = \frac{1}{2} Q \cdot v_n, \text{ kgfm/s}, \qquad (1)$$

în care:

Q este sarcina utilă;

v_n — viteza nominală de regim a ascensorului.

Motorul este dimensionat însă ca putere, îndeosebi pentru a se obține o durată mică t_a de pornire cu o accelerație suportabilă,

$$t_a = \frac{\Sigma GD^2}{4g} \cdot \frac{\pi n}{30} \cdot \frac{1}{M_a}, \text{ s}, \qquad (2)$$

unde:

ΣGD^2 este momentul total de girație;

n — turația nominală;

M_a — cuplul accelerator mediu;

g — accelerația gravității.

Se știe [2] că:

$$\Sigma GD^2 = GD^2_{mot} + \frac{1}{\eta_m} GD_1^2 + GD_2^2, \text{ kgfm}^2, \qquad (3)$$

unde:

GD_1^2 este momentul suplimentar de girație, redus la motor, al sistemului mobil cu cabină și contragreutate, presupunînd o antrenare rigidă a lor împreună;

η_m — randamentul transmisiunii mecanice;

GD_2^2 — momentul suplimentar de girație al volantului atașat pentru uniformizarea mersului

G — greutatea sistemului antrenat;

$$GD_1^2 = 365 \frac{G \cdot v_n^2}{n^2}, \text{ kgfm}^2. \qquad (4)$$

Întrucît există un cuplu rezistent relativ mic iar valorile cuplurilor de pornire, minim și de răsturnare nu sînt totdeauna cunoscute, cuplul mediu accelerator, în perioada de pornire, se poate considera ca fiind egal într-o primă aproximare cu cel nominal [2], [3]:

$$M_a \cong M_n = 975 \frac{P_{1n}}{n}, \text{ kgfm}, \qquad (5)$$

cu P_{1n} — puterea nominală în kW a motorului în regimul de viteză mare.

Se prezintă un calcul orientativ al energiilor cheltuite pentru a afla solicitarea termică. Sarcina necesitînd o putere relativ mică, după cum se arată mai departe, energia se cheltuiește la pornire în majoritate pentru accelerare. Energia transformată în căldură poate fi aproximată pentru schimbarea de stare cinetică [3]:

$$W_e = \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right)\left[M_u \, \Omega_s \int s\,(t)\, \mathrm{d}t + \right.$$

$$\left. + \frac{\Sigma \mathrm{GD}^2}{4g} (\Omega_2^2 - \Omega_1^2) \right], \text{ kgfm}, \qquad (6)$$

cu notațiile:

$s(t) = \frac{\Omega_s - \Omega(t)}{\Omega_s}$ — alunecarea;

R_1, R_2' — rezistența statorului și valoarea rezistenței raportate a rotorului;

$\Omega_s, \Omega_1, \Omega_2$ — vitezele unghiulare de sincronism, inițială și finală;

M_u — cuplul rezistent considerat constant.

---

* Ing. *I. Rîulescu* este cercetător științific principal la I.C.P.E.

Dacă se admite o variație exponențială a turației motorului la pornire, avem :

$$\int s\,(t)\ \mathrm{d}t = \int_0^{t_a}\left[1 - \frac{n(t)}{n}\right]\mathrm{d}t = \int_0^{t_a}\left]1 - \exp\,(-t/\tau)\right]\cdot \mathrm{d}t \cong \frac{2}{3}t_a,\ \mathrm{s}, \qquad (7)$$

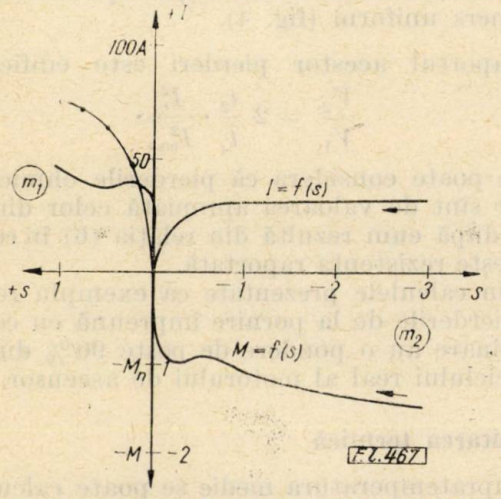


Fig. 1. Variația curentului și cuplului activ cu alunecarea s la motorul asincron cu două viteze :
6/1,5 kW ; 1500/375 rot/min ; $M_{n1} \cong M_{n2}$.

τ — fiind constantă de timp corespunzătoare exponențialei (fig. 2).

Se admite aproximativ [3] :

$$R_2' \cong R_1,\ \text{ohm}. \qquad (8)$$

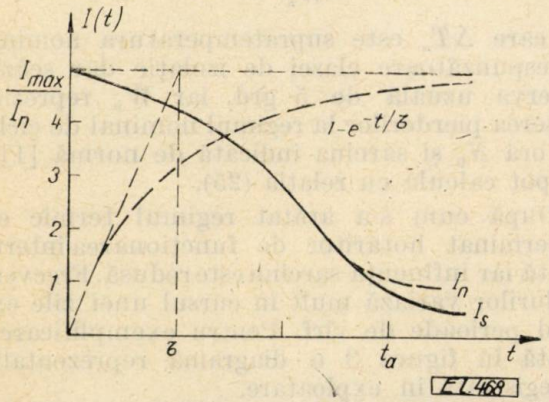


Fig. 2. Variația quasi-exponențială a curentului de pornire la motorul asincron.

Notînd energia cinetică cu W_c

$$W_c = \frac{\Sigma GD^2}{4g}\cdot\left(\frac{\pi n}{30}\right)^2,\ \text{kgfm},$$

relația (6) devine :

$$W_e \cong \frac{4}{3}t_a\,Qv_n + 2W_c,\ \text{kgfm}. \qquad (9)$$

Introducînd și randamentul mecanic η_m al instalației, energia consumată în perioada de pornire este :

$$W_1 = \frac{W_e}{102\,\eta_m},\ \text{kWs}. \qquad (10)$$

Durata frînării rezultă similar [4] :

$$t_f = \frac{\Sigma GD^2}{375}\int_{n_1}^{n_2}\frac{\mathrm{d}n}{M(t)} \cong \frac{GD^2_{mot}}{M_n}\cdot\frac{n_2 - n_1}{375},\ \text{s}. \qquad (11)$$

Analog avem cuplul activ ca generator asincron [2] :

$$M\,(t) \cong M_n = \text{const}.$$

Se menționează că în cazul motorului considerat cuplul motor este aproximativ același în regimul de viteză mică cu cel din regimul de viteză mare.

Durata activă a unui ciclu mediu t_m rezultă din măsurări de timp, iar din oscilograme rezultă că durata frînării este o fracțiune din cea de pornire :

$$t_f \cong \frac{1}{3}t_a,\ \text{s}. \qquad (12)$$

Durata de mers uniform rezultă :

$$t_2 = t_m - \frac{4}{3}t_a - t_4,\ \text{s}, \qquad (13)$$

t_4 fiind restul de timp din ciclu, respectiv durata de funcționare pe viteza mică.

Dacă se cunoaște numai puterea utilă, se pot aproxima pierderile în sarcină în modul următor [5].

Pierderile nominale ohmice V_{Jn} se pot considera egale cu cele magnetice și mecanice V_{M+m} :

$$V_{Jn} \cong \frac{1}{2}P_{1n}\cdot\frac{1-\eta}{\eta},\ \text{kW}, \qquad (14)$$

unde η este randamentul motorului asincron.

Pierderile ohmice sînt legate de puterea utilă P_u

$$V_J = aP_u + V_{J0},\ \text{kW}. \qquad (15)$$

Factorul a rezulta :

$$a = \frac{1}{P_{1n}}(V_{Jn} - V_{J0}). \qquad (16)$$

Pierderile ohmice în gol sînt :

$$V_{J0} = 3RI_0^2\cdot 10^{-3},\ \text{kW}, \qquad (17)$$

unde :

I_0 este curentul de gol;

R — rezistența înfășurărilor statorului, la cald.

Rezultă pierderile în sarcina reală :

$$V = V_J + V_{M+m} \cong V_J + V_{Jn},\ \text{kW}. \qquad (18)$$

Energia consumată în acest timp este :

$$W_2 = \frac{1}{\eta_m}(V + P_u)\,t_2,\ \text{kWs}. \qquad (19)$$

Dacă se cunosc curentul de sarcină I_s, cel nominal I_n și rezistența la cald a înfășurărilor, se poate aproxima pierderea (în exces datorită exprimării randamentului la putere nominală) în sarcină :

$$V = P_{1n}\frac{1-\eta}{\eta} - 3R\,(I_n^2 - I_s^2)\,10^{-3},\ \text{kW}. \qquad (20)$$

În perioada de frînare hipersincronă se debitează în rețea o putere aproximativ egală cu cea mecanică [2] întrucît caracteristica cuplului activ este simetrică la alunecări pozitive și negative (fig. 1). În motor rămîne sub formă de căldură :

$$W_3 = \frac{\eta_m}{102} W_c - P_{2n} \cdot t_f, \text{ kWs}, \qquad (21)$$

P_{2n} fiind puterea motorului în regim de viteză mică.

Pe durata t_4 de funcționare la viteză mică consumul de energie poate fi aproximat în raportul puterilor care corespund celor două regimuri de viteză față de energia cheltuită în timpul t_2.

$$W_4 = \frac{P_{2n}}{P_{1n}} \cdot \frac{t_4}{t_2} W_2, \text{ kWs}. \qquad (22)$$

Datorită valorii mici a lui t_4 și puterii reduse cerute în acest timp, și pierderile aferente sînt relativ mici și nu vor mai fi considerate în aceste calcule orientative.

Din cele expuse se deduc :

— consumul din rețea într-un ciclu mediu

$$\Sigma W = W_1 + W_2 + W_4, \text{ kWs}; \qquad (23)$$

— puterea de disipat pe ciclul mediu, scăzînd energia cinetică acumulată și lucrul util efectuat :

$$W = \eta_m \Sigma W - \frac{W_c}{102} + W_3 - \frac{1}{2} \frac{Qv_n}{102} \left(\frac{2}{3} t_a + t_2 + \frac{1}{4} t_4 \right), \text{ kWs}. \qquad (24)$$

La un număr N de cicluri pe oră, trebuie disipată căldura produsă de puterea

$$W_N = \frac{N \cdot W}{3600}, \text{ kW}. \qquad (25)$$

Rolul precumpănitor al pornirii

Deși este cunoscut rolul predominant al pornirii în funcționarea intermitentă, pentru o evidențiere sugestivă se va prezenta un calcul grafo-analitic al pierderilor în înfășurări în cei doi timpi principali ai ciclului mediu : pornire și mers uniform.

Cunoscînd variația curentului, pierderea ohmică la pornire este

$$V_1 = 3R \cdot 10^{-3} \int_0^{t_a} i^2 (t)\, dt, \text{ kWs}. \qquad (26)$$

Curentul de pornire scade aproximativ exponențial (fig. 2)

$$i (t) = I_{max} [1 - \exp (- | -t/\tau |)], \text{ A}, \qquad (27)$$

în care :

I_{max} este curentul de pornire ;

τ — constanta de timp echivalentă care se poate aprecia din oscilogramă știind că $t_a \cong (3-4)\ \tau$, s.

Relația (26) devine în acest caz :

$$V_1 = \frac{3}{2} t_a R I_{max}^2 10^{-3}, \text{ kWs}. \qquad (28)$$

Pierderile ohmice din mersul uniform sînt :

$$V_2 = V_J \cdot t_2 = 3 t_2 R I_s^2 10^{-3}, \text{ kWs}, \qquad (29)$$

I_s fiind curentul în sarcină, iar t_2 durata cursei de mers uniform (fig. 4).

Raportul acestor pierderi este edificator :

$$\frac{V_2}{V_1} = 2 \frac{t_2}{t_a} \cdot \frac{I_s^2}{I_{max}^2}. \qquad (30)$$

Se poate considera că pierderile ohmice din rotor sînt de valoarea apropiată celor din stator, după cum rezultă din relația (6) în ceea ce privește rezistența raportată.

Din calculele prezentate ca exemplu rezultă că pierderile de la pornire împreună cu cele de la frînare au o pondere de peste 90% din cele ale ciclului real al motorului de ascensor.

Solicitarea termică

Supratemperatura medie se poate calcula cu relația :

$$\Delta T = \theta \cdot W_N, \text{ grd}, \qquad (31)$$

θ fiind rezistența termică ce se poate deduce pentru regimul specificat în normă :

$$\theta = \frac{\Delta T_n}{W_n}, \text{ °C/kW}, \qquad (32)$$

în care ΔT_n este supratemperatura nominală corespunzătoare clasei de izolație dar scăzînd rezerva uzuală de 5 grd, iar W_n reprezintă puterea pierderilor la regimul nominal de cicluri pe oră N_0 și sarcina indicată de normă [1] ce se pot calcula cu relația (25).

După cum s-a arătat regimul termic este determinat hotărîtor de funcționarea intermitentă iar influența sarcinii este redusă. Frecvența ciclurilor variază mult în cursul unei zile existînd perioade de vîrf. Pentru exemplificare se arată în figura 3 o diagramă reprezentativă înregistrată în exploatare.

Cunoscînd variația numărului de cicluri pe oră se poate calcula evoluția temperaturii considerînd că solicitarea termică dată de pierderi se aplică în impulsuri pe intervale relativ mici față de constanta de timp termică a motorului și în consecință rezultă variații exponențiale ale temperaturii care pot fi însumate [5] :

$$T_{n+1} = T'_n [1 - \exp (-t/\tau')] + T_n \exp (-t/\tau'), \text{ °C} \qquad (33)$$

în care :

τ' este constanta de timp termică a motorului, determinată experimental ;

T_n — temperatura momentului anterior de timp ;

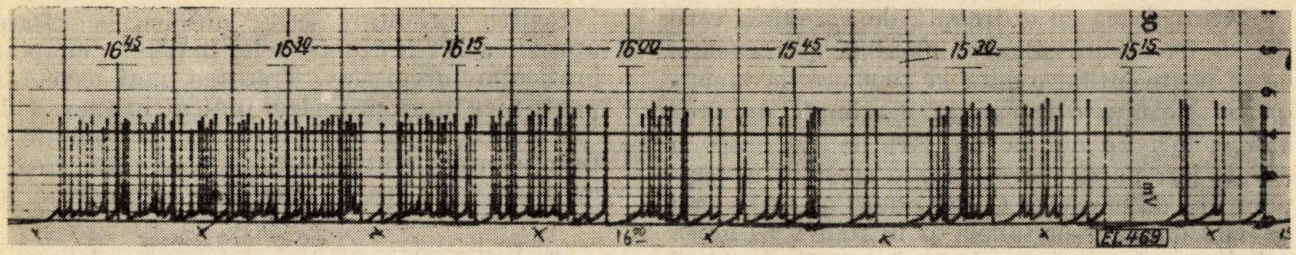


Fig. 3 Repetiția ciclurilor la un ascensor de locuințe în perioada de vîrf : orele 15^{15} — 16^{45}.

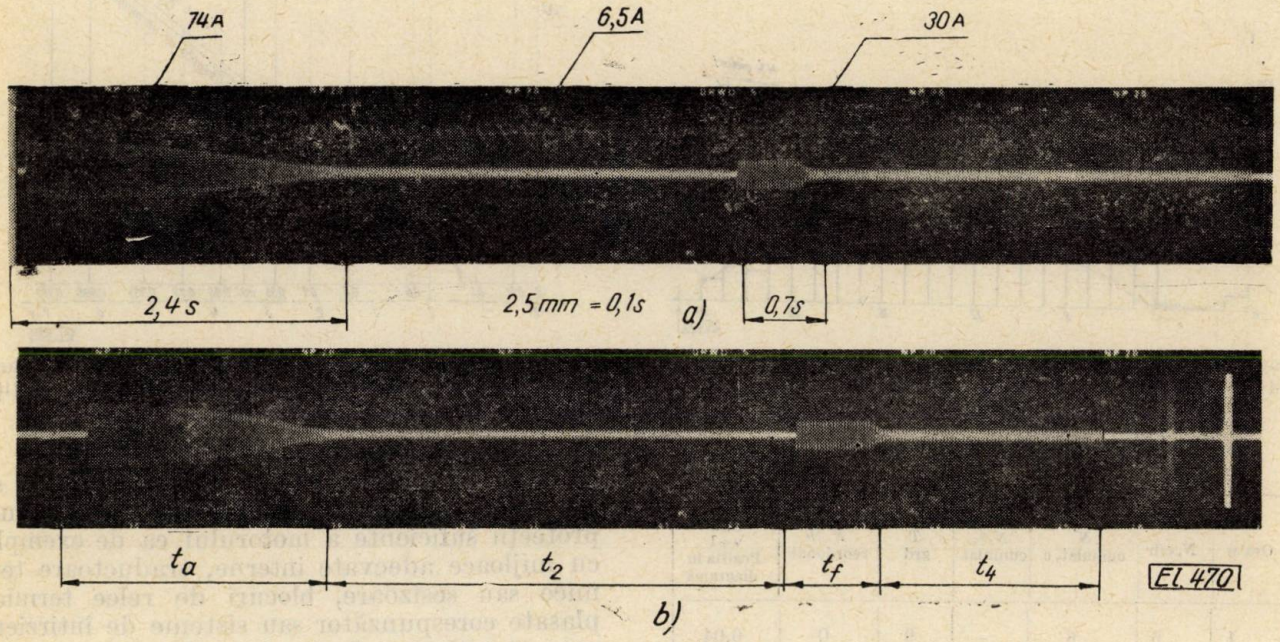


Fig. 4 Oscilograma curenților motorului la ascensorul nr. 3977 :
a — urcare etajele VII—IX ; b — coborire etajele IX—VII.

T'_n — temperatura spre care ar tinde motorul la o funcționare permanentă la un regim cu un număr N de cicluri pe oră diferit de N_0 nominal

$$T'_n \cong \Delta T_m \cdot \frac{N}{N_0}, \text{ °C.} \qquad (34)$$

Ca valoare inițială pentru T_n se poate lua temperatura ambiantă întrucît, după cum se vede din histograma ciclurilor, există practic, noaptea, o pauză suficientă pentru răcire completă.

Rezultă o supratemperatură maximă subnominală la ora de vîrf, iar cea medie se poate afla din repartizarea creșterilor pe 24 ore sau considerînd pauza de noapte numai pe 20 ore.

Rezultatele experimentale și de calcul

Oscilograma curentului motorului ridicată în teren este dată în figura 4.

S-au făcut înregistrări ale numărului de cicluri pe oră pe mai multe ascensoare cu ajutorul unui aparat înregistrator și a unui numărător și se arată, în figura 5, histograma numărului de cicluri pe oră în cursul unei zile mai solicitate. În aceeași diagramă s-a trasat numărul cumulat de cicluri procentual precum și evoluția calculată a temperaturii, conform relațiilor (33) și (34). Valorile înregistrate sînt date în coloanele 1 și 2 ale tabelei, iar creșterile de temperatură calculate în coloana 5.

Pentru acest caz cu 774 cicluri pe 24 ore a rezultat o supratemperatură medie de 24 grd (respectiv 28 grd dacă se consideră ziua activă de numai 20 ore) cu un vîrf de circa 59 grd.

Este posibilă și importantă determinarea solicitării maxime posibile cu probabilitatea corespunzătoare. Se folosește metoda valorilor extremale [6]. Pentru aceasta valorile frecvenței ciclurilor trecute în coloana a 2-a a tabelei 1 au fost reordonate în ordine crescătoare în coloana 6 a aceleiași tabele. Se obține astfel probabilitatea cumulativă în cursul a 24 ore a frecvențelor corespunzătoare poziției din diagramă care este indicată în ultima coloană a tabelei. Această poziționare, trecută într-o diagramă de probabilitate de valori extremale, arată că valoarea probabilă cea mai mare prezintă o tendință de creștere logaritmică față de valorile înregistrate pe eșantionul considerat reprezentativ. Diagrama este prevăzută și cu o scară complimentară pentru perioada de repetiție corespunzătoare (fig. 6)

Extrapolarea cu o dreaptă de aproximare ne dă, de exemplu, valoarea maximă a frecvenței ce se poate întîlni o dată la 1000 ore de funcționare. Rezultă o frecvență maximală de circa 156 cicluri pe oră la un vîrf de solicitare și căruia i-ar putea corespunde o creștere de temperatură de circa 90° C chiar dacă ar urma orei de vîrf indicată în tabelă și în figura 5, adică solicitarea termică se plasează practic în jurul limitei clasei de izolație E.

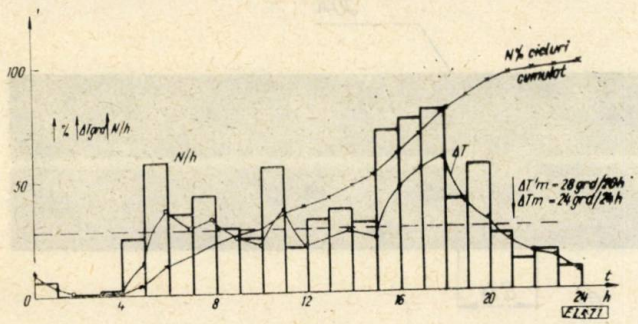


Fig. 5. Numărul de cicluri pe oră; procentul cumulat pe 24 h; evoluția temperaturii motorului de ascensor (Valori de calcul).

Tabela 1

Ora m	N, c/h	N' cumulat, c	N % cumulat	T grd	N''/h reordonat	$\frac{m}{\nu+1}$ Poziția în diagramă
1	6	6	—	9	0	0,04
2	0	6	—	6	0	0,08
3	0	6	—	2	1	0,12
4	1	7	1	0	6	0,16
5	24	31	4	13	9	0,20
6	57	88	11	35	13	0,24
7	35	123	16	30	17	0,28
8	43	166	22	32	20	0,32
9	28	194	25	25	24	0,36
10	24	218	28	20	24	0,40
11	55	273	35	36	25	0,44
12	20	293	38	22	28	0,48
13	31	324	42	23	30	0,52
14	36	360	47	26	31	0,56
15	30	390	51	24	35	0,60
16	71	461	60	46	36	0,64
17	75	536	70	54	40	0,68
18	79	615	80	59	43	0,72
19	40	655	85	39	55	0,76
20	55	710	92	31	55	0,80
21	25	735	95	23	57	0,84
22	13	748	96	15	71	0,88
23	17	765	98	13	75	0,92
24	9	774	99	9	79	0,96
Total	774	—	100	592	774	1

Notații:
Ora m — din înregistrarea pe 24 h; N — numărul de cicluri înregistrat; N' — numărul de cicluri cumulat de la ora 0 la ora m; N% — numărul de cicluri cumulat exprimat procentual; ΔT — variația de temperatură (cumulată); N''/h — valorile lui N ordonate crescător; $\frac{m}{\nu+1}$ — poziția fiecărui N''/h în selecția de ν observații.

Pentru orientare este suficientă trasarea aproximativă a dreptei celei mai bine adaptate graficului înregistrat. Trasarea mai exactă se poate face după procedeul indicat în anexa I [7].

Frecvența maximală indică o posibilitate de funcționare neîntreruptă, considerată grea și care nu este caracteristică ascensoarelor de

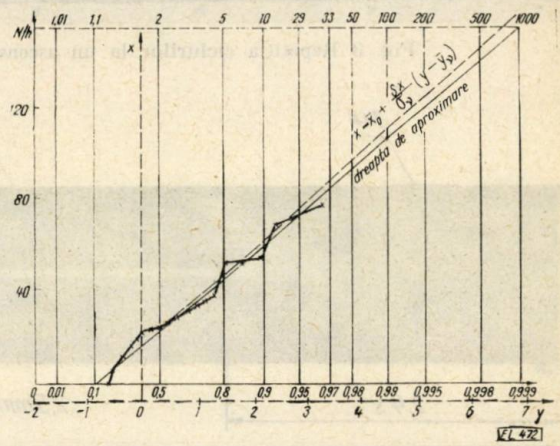


Fig. 6. Creșterile numărului de cicluri pe oră în diagrama de probabilitate de valori extreme și perioada de repetiție probabilă.

locuințe. În consecință defectele apărute nu se datoresc temperaturii ci hotărîtor lipsei unei protecții suficiente a motorului ca de exemplu cu mijloace adecvate interne, traductoare termice sau sesizoare, blocuri de relee termice plasate corespunzător sau sisteme de întîrziere care să acționeze în cazul depășirii unui regim limită sau de protecție antibifazică completă (și pe a treia fază) în instalațiile de ascensor.

Calculele efectuate se bazează pe următoarele date concrete:

1. Motor tip MS 40 t 200 M/4—16 fabricat UMEB P_{1n}, $P_{2n} = 6/1{,}5$ kW; n = 1500/375 rot/min; $I_n = 13{,}5$ A; $I_0 = 5{,}5$ A; $\eta = 0{,}78$; $GD^2_{mot} = 1{,}4$ kgfm²; $\Sigma GD^2 \leqslant 3$ kgfm²; $\Delta T_n = 70$ grd (clasa E); $N_{max} = 90$ cicluri/h $= N_0$ cu $DA = 40$ % respectiv 16 s la 0,75 P_{1n} (DA = durata activă relativă); $M_{n1} = M_{n2} = 3{,}9$ kgfm

2. Ascensor cu 2 viteze; 9—11 trepte; fabricat IFMA; $Q = 225$ kg; $v_n = 1$m/s; G = 1440 kg; $GD^2_2 \cong 1$ kgfm²; $\eta_m = 0{,}8$ (apreciat)

3. Valori medii înregistrate

$I_{max} = 74$ A; $I_s = 6{,}5$ A; $t_m = 16$ s; $t_a = 2{,}3$ s; $t_f = 0{,}8$ s; $t_4 = 2{,}2$ s; $R_{cald} = 1{,}2$ ohmi; $N = 774$ cicluri/24 h (max); $4\tau' = 4{,}5$ h ($\tau' \cong 1{,}1$ h); consum 19,2 kWh/600 cicluri și 24 h; $T_{motor} < 50$°C la $T_{am} = 20$°C

Valori calculate

$P_n = 113$ kgfm/s $\cong 1{,}1$ kW; $GD^2_1 \cong 0{,}23$ kgfm²; $\Sigma GD^2 = 2{,}7$ kgfm²; $t_a = 2{,}6$ s; $t_f = 1$ s; $t_2 = 10{,}3$ s; $W_e = 4360$ kgfm; $W_1 = 53$ kWs;

$V_{Jn} \cong V_{M+m} = 0{,}85$ kW; $V_{J0} = 0{,}110$ kW; $a = 21 \cdot 10^{-3}$ °C/kW; $V_J = 0{,}143$ kW : V≅1 kW; $W_2 = 27$ kWs; $W_3 = 34$ kWs; $W_4 = 1{,}5$ kWs; $\Sigma W = 83$ kWs; $W = 70$ kWs; $V_n = 1{,}4$ kW; $W' = 74$ kWs; $W_N = 1{,}85$ kW; $\theta = 38$ °C/kW; $V_2/V_1 = 1 : 16$.

Consum înregistrat pe ciclu : 110 kWs.

Notă: Se constată o diferență față de valoarea calculată pentru consumul mediu pe ciclu care se poate datora erorilor de măsură, consumului suplimentar al elementelor de comandă ale instalației incluse în valorile citite și supraaprecierii randamentului transmisiunii mecanice la pornirea din repaus sau eventualului dezechilibru cabină-contragreutate.

Concluzii

Pentru elucidarea solicitării termice a motorului asincron cu două viteze, folosit la ascensoarele de locuințe se prezintă o metodă aproximativă în care se face bilanțul energiilor cinetice și electrice. S-au calculat astfel orientativ energia consumată și cea care se transformă în căldură într-un ciclu mediu.

Se arată că este hotărîtoare energia consumată la pornire împreună cu cea dezvoltată la frînare iar încălzirea depinde practic de frecvența ciclurilor, în această privință sarcina avînd o contribuție redusă.

Prin măsurările efectuate și oscilogramele ridicate se confirmă că metoda de calcul utilizată dă o orientare suficientă asupra solicitării termice.

În raport cu înregistrările din exploatare se face calculul evoluției temperaturii motorului arătînd că solicitarea este subnominală [8].

Într-o diagramă de valori extremale se extrapolează frecvența maximă a apelurilor și probabilitatea mică respectivă de a o întîlni.

Analiza rezultatelor arată următoarele :

— Curentul de sarcină este apropiat de cel de mers în gol;

— motorul este solicitat la viteza uniformă sub 20% din puterea nominală prezentînd doar avantajul unui timp mic de pornire;

— numărul mediu de cicluri pe oră este mult sub cel admis de normă;

— creșterea de temperatură, calculată sau măsurată la ora de vîrf este mult sub cea admisibilă;

— temperatura ar putea atinge limita clasei E de izolație la o frecvență maximală de circa 160 cicluri pe oră, care prezintă o probabilitate de 0,001 respectiv o perioadă de repetiție o dată la 1000 ore.

Se poate conchide că defectele ascensoarelor nu se datoresc motoarelor ci altor elemente ale instalației iar defectarea motoarelor revine în mare măsură ineficienței protecției pe linia de forță.

ANEXA I

Punctele aliniindu-se, în mare, rezultă că avem o distribuție normală a valorilor numărului de cicluri pe oră.

Se pot deci utiliza tabele pentru variabila redusă y.

Numărul de cicluri maximal este mai mic decît valoarea dată de relația :

$$x = \bar{x}_0 + \frac{S_x}{\sigma_\nu}(y - \bar{y}_\nu), \text{ c/h}, \tag{11}$$

în care :

$\bar{x}_0$ — valoarea medie înregistrată a numărului de c/h;

S_x — ecartul tip;

$\bar{y}_\nu$ și σ_ν — media și abaterea standard care sînt funcție de volumul selecției ν și se iau din tabele [7],

$$\bar{x}_2 = \frac{1}{\nu}\sum_{i=1}^{\nu} x_j, \text{ c/h}. \tag{1.2}$$

$$S_x = \sqrt{\frac{(x - \bar{x})^2}{\nu - 1}}, \text{ c/h}. \tag{1.3}$$

Eșantionul considerat are valoarea $\nu = 24$ iar din tabele rezultă :

$$\sigma_\nu = 1{,}0864; \quad \bar{y}_\nu = 0{,}5296.$$

Urmează :

$$\bar{x}_\nu = 32; \quad S_x = 22{,}5;$$

$$x = 21{,}1 + 20{,}6\, y, \text{ c/h}. \tag{1.4}$$

Perioadei de repartiție de 1000 îi corespunde :

$$y = 6{,}9; \; x \cong 163,$$

ceea ce diferă puțin de valoarea de 156 dată de dreapta de aproximare.

Bibliografie

[1] * * * MICM – E – NI Nr. 1361–64. Motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit tip MS 40 t 200 M/4–16 pentru acționarea ascensoarelor.

[2] * * * Drehstrommotoren für Niederspannung – Erläuterungen und Planungsunterlagen. Siemens, 1965.

[3] Stock, W. Die Bestimmung der zulässigen Schalthäufigkeiten von Drehstrom–Kurzschlussläufermotoren. In : Elektrie 18, 1964 nr. 1, p. 2–7.

[4] * * * Formel und Tabellenbuch für Starkstrom – Ingenieure. Siemens, 1960, p. 179. 225; 604.

[5] *Brașovan, M., Seracin, E.* Metode noi de proiectare a acționărilor electrice. București, Ed. Academiei, 1967 p. 27.

[6] *Haviland, R.P.* Techniques de fiabilité et dureé de vie des équipements. Paris, Ed. Eyrolles, 1966, p. 73.

[7] *Gumbel, E.J.* Statistika ekstremalnih znacenii. Moskova, Ed. Mir, 1965, p. 51–59; 275–278.

[8] *Râulescu, I.* Creșterea siguranței în funcționare a produselor electrotehnice. Problema A 15, 1968, I.C.P.E.

Intrat în redacție la 21. IV. 1970

Defazor cu traductoare magnetorezistive

VALERIA LĂPUȘAN* – Timișoara

CZ 621.317.39.084.2:538.63:621–52

1. Considerații generale

Punțile defazoare folosite cu precădere pentru modificarea fazei tensiunii de comandă la tiratroane, tiristoare, etc. sînt de diferite tipuri. Puntea cea mai simplă se compune dintr-o rezistență R și o inductanță sau capacitate. Tensiunea de ieșire se ia între punctul median a al secundarului transformatorului și punctul de legătură b dintre elementele R și $(L(C)$ ale punții (fig. 1a).

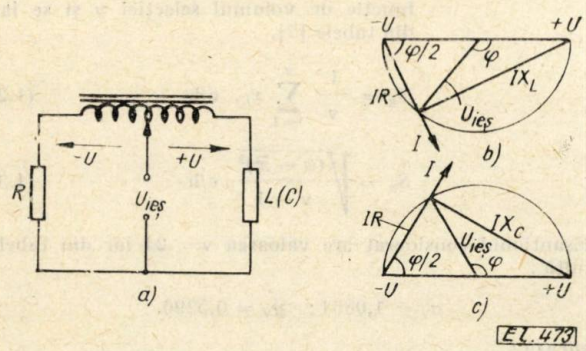


Fig. 1

Rezultă din figurile 1 b și 1 c că tensiunea de ieșire se poate exprima în forma:

$$\underline{U}_{ieș} = U e^{-j\varphi},$$

$$\text{unde } \varphi = 2 \text{ arc tg } \frac{X}{R}.$$

Prin urmare, dacă puntea funcționează în gol, $U_{ieș}$ rămîne constantă în valoare atunci cînd parametrii R, L sau C variază, însă își schimbă faza. Reglarea fazei tensiunii de ieșire se face simplu, mecanic (folosind un reostat cu cursor pentru variația lui R, condensator cu capacitate variabilă, sau bobină cu întrefier variabil, pentru schimbarea valorii lui L). Aceste metode sînt însă rar aplicate în sistemele de comandă automată, unde se preferă comanda prin semnale electrice și se cere un consum de putere cît mai redus.

Soluția cea mai frecvent folosită la regulatoare automate, cunoscută în literatură, este puntea defazoare care conține o bobină saturată comandată în c.c. [1]. Schema acestei punți este simplă, sigură, lipsită de legătură galvanică între circuitul de comandă și cel comandat, capabilă să furnizeze la ieșire puteri relativ mari. Dezavantajul punții cu bobină saturată constă în faptul că nu poate fi neglijată rezistența echivalentă a bobinei, care cuprinde și rezistența corespunzătoare pierderilor în fier, tensiunea de ieșire fiind deci dependentă și de valoarea curentului. Acest dezavantaj se traduce în faptul că nici în gol tensiunea de ieșire nu-și păstrează valoarea cînd se modifică inductivitatea bobinei (fig. 2).

Pentru comanda redresoarelor de putere mică, puntea defazoare lucrează în gol, tensiunea de ieșire sinusoidală aplicîndu-se direct între grilă și catod. Transformarea acestei tensiuni în impuls cu ajutorul unor dispozitive de impulsuri care consumă putere relativ mare, devine necesară numai în condiții grele de lucru, de exemplu în cazul funcționării în paralel a redresoarelor. În aceste cazuri puntea cu bobină comandată se dovedește o soluție foarte avantajoasă.

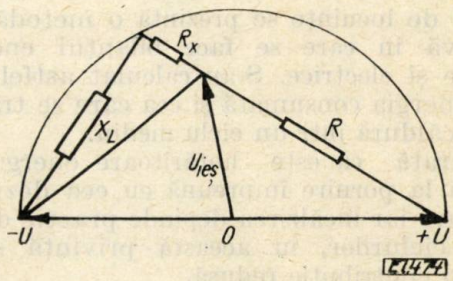


Fig. 2

În lucrarea de față se propune realizarea unei punți comandate folosind un condensator și un traductor magnetorezistiv (fig. 3).

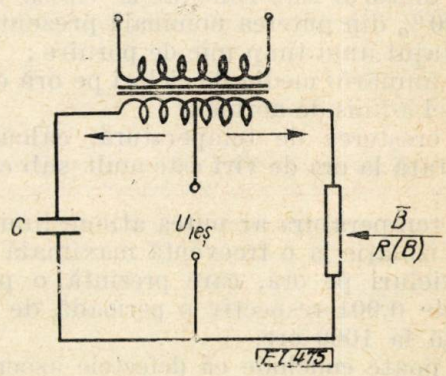


Fig. 3

Traductorul magnetorezistiv este format dintr-o plăcuță paralelipipedică (sondă) prevăzută cu două contacte, confecționată dintr-un mate-

* Ing. *V. Lăpușan* este șef de lucrări la Inst. polit. Timișoara

rial semiconductor de mare mobilitate (ex. In Sb) şi plasată în întrefierul unui circuit magnetic excitat în c.c. (fig. 4). Rezistenţa sondei

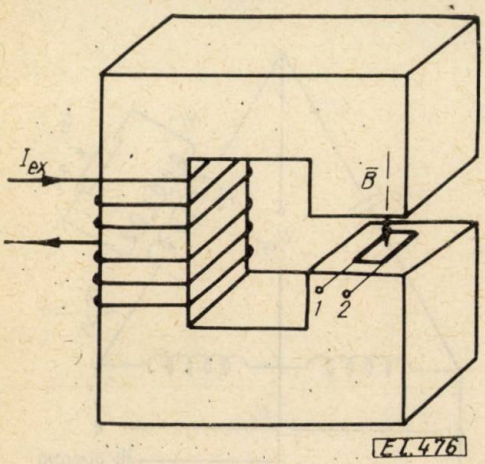


Fig. 4

variază în limite largi în funcţie de inducţia magnatică $\boldsymbol{B}$. Caracteristica sondei, adică dependenţa $\frac{R_B}{R_0} = f(B)$, unde R_0 este valoarea rezistenţei în absenţa cîmpului magnetic, iar R_B valoarea sa în cîmpul avînd inducţia $\bar{\boldsymbol{B}}$ este redată în figura 5.

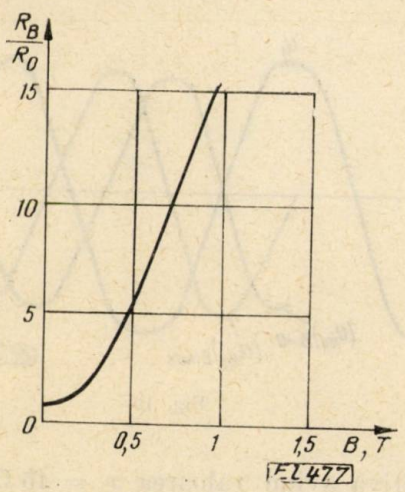


Fig. 5

O punte ca cea prezentată în figura 3 întruneşte majoritatea avantajelor punţii cu bobină comandată: este simplă, sigură în funcţionare, circuitul de comandă şi cel comandat nu sînt legate galvanic; dezavantajul său constă în valoarea relativ redusă a puterii de ieşire; are în schimb avantajul că parametrul reglabil este o rezistenţă deci valoarea tensiunii de ieşire a punţii în gol rămîne nemodificată cînd se schimbă faza ei. De asemenea, lipseşte influenţa defavorabilă a caracterului neliniar al inductanţei. În ceea ce priveşte valoarea puterii de comandă necesară, ea este mai mare la puntea cu traductoare magnetorezistive, deoarece circuitul magnetic are întrefier. În schimb, din acelaşi motiv circuitul de comandă are constantă de timp relativ mai mică.

2. Dimensionarea punţii cu traductoare magnetorezistive

Prin alegerea sondei şi impunerea limitelor de variaţie ale inducţiei magnetice $\bar{\boldsymbol{B}}$ se determină valorile limită ale rezistenţei sondei (R_1 pentru $B = 0$ şi R_2 pentru $B = B_{max}$) Rezultă diagrama fazorială din figura 6.

Reactanţa capacitivă $X = \frac{1}{\omega C}$ se alege astfel încît diferenţa $(\varphi_1 - \varphi_2)$ să fie maximă.

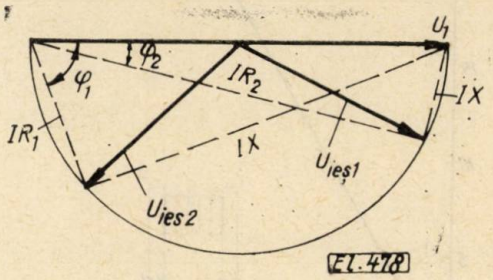


Fig. 6

Valoarea ei se determină anulînd derivata în raport cu X, a lui $(\varphi_1 - \varphi_2)$, adică:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\left(\text{arc tg}\,\frac{x}{R_1} - \text{arc tg}\,\frac{x}{R_2}\right) =$$

$$= \frac{(R_1 - R_2)(x^2 - R_1R_2)}{(R_1^2 + x^2)(R_2^2 + x^2)} = 0$$

De unde rezultă: $x = \sqrt{R_1R_2}$.

Spre exemplu, considerînd sonda magnetorezistivă Siemens FP 30 D 220 [3] care are $(R_1)_{B=0} = 220\ \Omega$ şi $(R_2)_{B=B_{max}} \cong 5000\ \Omega$, se obţine o reactanţă capacitivă $x = 1050\ \Omega$ şi mai departe, $\varphi_1 = 78°30'$; $\varphi_2 = 12°$; deci $(\varphi_1 - \varphi_2) = 66°30'$. Aşa dar defazajul dintre tensiunea de intrare U_1 şi tensiunea de ieşire $U_{ieş}$, se reglează între limitele $2\varphi_1 = 157°$ şi $2\varphi_2 = 24°$; $(\Delta\varphi = 133°)$.

Tensiunea de alimentare a punţii, U_1, din secundarul transformatorului se alege corespunzătoare puterii maxime pe care o poate disipa sonda. Dacă valoarea efectivă maximă a curentului admisibil prin sondă este I_{max}, atunci:

$$U_1 = I_{max}\sqrt{R_1^2 + x^2}.$$

Admiţîndu-se $I_{max} = 20$ mA, rezultă valoarea tensiunii de alimentare:

$$U_1 = 20\ \text{V}$$

deci tensiunea de ieşire este $U_2 = 10$ V.

3. Rezultate experimentale

Pentru a efectua verificări experimentale s-a folosit In Sb de proveniență indigenă, elaborat de I.M.N.R. București, avînd următoarele caracteristici :

$$R_H = 2{,}55 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{C}$$

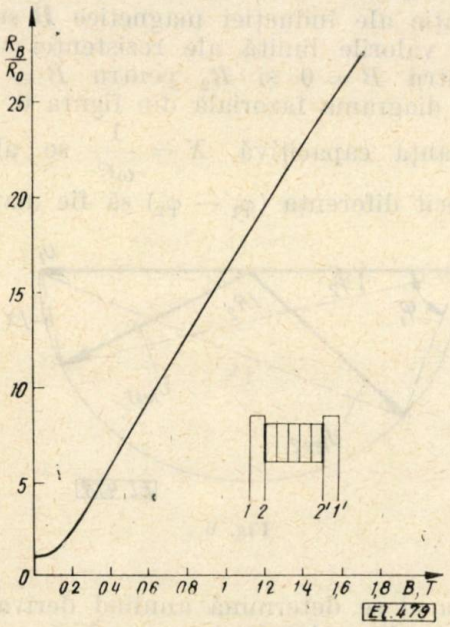


Fig. 7

și

$$\tau = 1{,}3 \cdot 10^4 \, \Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$$

Sonda confecționată din acest material are rezistența în absența cîmpului magnetic, $R_0 = 0{,}2$ Ω. Pentru a mări rezistența s-a utilizat un sistem de legare în serie a cinci plăcuțe, după metoda propusă în [4], obținîndu-se un $R_{oe} \cong 1\Omega$. Caracteristica acestei baterii de sonde este dată în figura 7. Variind inducția magnetică între limitele $B_1 + 0$T și $B_2 = 1{,}7$ T,

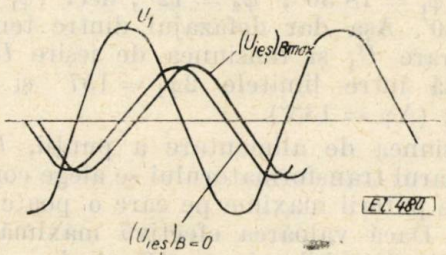


Fig. 8

și folosind o reactanță capacitivă $x_c = 35$ Ω, s-a obținut o variație a defazajului $\Delta\varphi \cong 22°$ (oscilograma din fig. 8).

Pentru a lărgi domeniul de variație al defazajului, restrîns datorită valorilor mici ale rezistenței, sonda s-a conectat în circuit prin intermediul unui transformator de curent (fig. 9) (sonda fiind introdusă în circuitul primar al transformatorului).

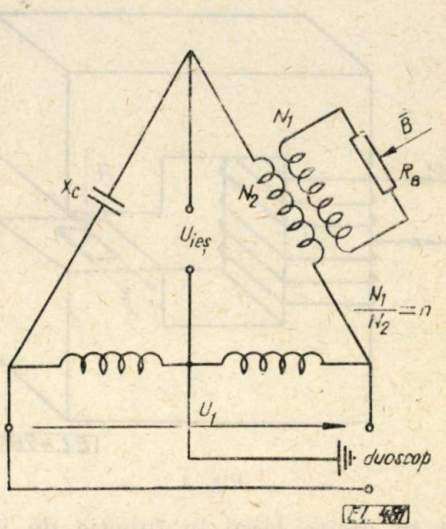


Fig. 9

Raportul de transformare fiind $n = \frac{1}{3}$, rezistența echivalentă la intrarea transformatorului este de circa 9 R_{oe}. Cu o reactanță

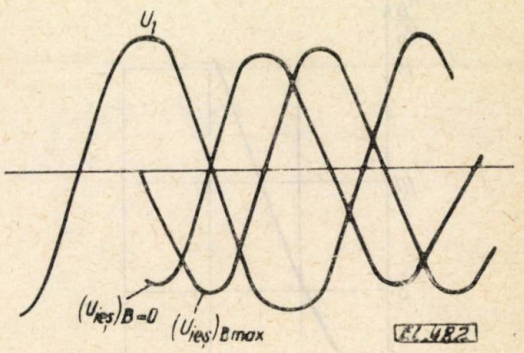


Fig. 10

capacitivă avînd valoarea $x_c = 45$ Ω, s-a lărgit domeniul de defazare la $\Delta\varphi = 90°$ (oscilograma din fig. 10).

Modificarea valorii tensiunii de ieșire se datorește rezistenței și reactanței de dispersie echivalente a transformatorului de curent și deci nu este specifică punții însăși.

Tensiunea de alimentare a punții $U_1 = 4$V.

4. Concluzii

Considerațiile teoretice ne-au condus la convingerea că puntea defazoare cu traductoare magnetorezistive are calități comparabile sau chiar superioare celei cu inductivitate comandată, cînd puntea lucrează practic în gol,

adică în cazurile în care impedanţa de intrare a circuitului comandat este foarte mare.

Verificările experimentale au confirmat concluziile consideraţiilor teoretice. Dezavantajul modificării valorii tensiunii de ieşire a rezultat ca urmare a introducerii fortuite a transformatorului de curent, lipsind traductorul magnetorezistiv adecvat, deci nu este inerent schemei însăşi, aşa cum de altfel s-a remarcat din rezultatele obţinute cu puntea fără transformator.

Bibliografie

[1] *Bulgakov, A.A.* Dispozitive electronice de comandă automată. Bucureşti, Editura tehnică 1962.
[2] *Lăpuşan, V.* şi *Fränkel, D.* Traductorul magnetorezistiv şi aplicaţiile sale în tehnică. In : Metrologia aplicată, nr. 2, febr 1970.
[3] * * * Detecteurs à magnétorésistances. In : Électronique industrielle et microélectronique, nr. 120, ian — febr 1969, p. 63—64.
[4] *Weiss, H.* şi *Welker, H.* Zur transversalen magnetischen Widerstandsänderung von InSb. In : Z. für Phys, 1954 p. 138.

Intrat în redacţie la 24.VII.1970

Simularea unor procese tranzitorii într-o schemă electrică cu elemente neliniare, utilizînd un calculator numeric ELLIOTT — 4120*

MIMI SASU, ANDREI SUSEA, VALENTIN GHEORGHE, TRAIAN ALCEA** — Bucureşti

CZ 621.316.542.022.001-4:681.32

1. Prezentarea problemei

Condiţia de bază pentru iniţierea fabricaţiei în serie a aparatajului de înaltă tensiune o constituie încercarea aparatelor în condiţii cît mai apropiate de condiţiile de funcţionare în reţelele electrice. Necesitatea încercării decurge în primul rînd din apariţia arcului electric la conectarea sau deconectarea aparatelor electrice [1].

Studiul arcului electric a dat o bază ştiinţifică încercărilor sintetice, acestea constituind un mijloc remarcabil de lucru care asigură reproductibilitatea încercărilor şi permite separarea variabilelor. Astfel, cercetările efectuate au arătat că puterea de rupere a unui întreruptor se exprimă sub forma unei puteri fictive, ceea ce face posibil ca în loc de un singur circuit de putere foarte mare, să se utilizeze două circuite de putere inferioară şi deci mai puţin costisitoare. Încercarea sintetică este o încercare de scurtcircuit în care cea mai mare parte a curentului se obţine de la o sursă de curent intens şi cea mai mare parte a tensiunii de restabilire de la o sursă separată, de înaltă tensiune [2]—[6].

Pentru a asigura echivalenţa dintre încercările sintetice şi încercările directe trebuie îndeplinite anumite condiţii de echivalenţă, specificate în literatura de specialitate [5] —[8].

Una dintre cele mai utilizate scheme sintetice de încercare a întreruptoarelor de înaltă tensiune este schema Weil-Dobke [5]—[12]. În cadrul unei cercetări anterioare s-a studiat, cu ajutorul unui calculator analogic, funcţionarea schemei Weil-Dobke în ipoteza că atît întreruptorul încercat cît şi întreruptorul auxiliar sînt ideale, respectiv s-au neglijat căderile de tensiune în arc [13].

Lucrarea de faţă se referă la analiza funcţionării schemei Weil-Dobke în cazul în care căderile de tensiune în arc sînt aproximate cu anumite curbe date prin tema de cercetare. Scopul cercetării a constat în determinarea caracteristicilor reale de variaţie în funcţie de timp ale curenţilor i_1 (curentul care circulă prin întreruptorul încercat A şi prin întreruptorul auxiliar B, furnizat de circuitul de curent), i_2 (curentul injectat din circuitul de tensiune, presupus că circulă exclusiv prin întreruptorul încercat) şi i_A (curentul rezultant prin întreruptorul încercat), precum şi ale tensiunilor u_2 (tensiunea care apare la bornele capacităţii C_2 înainte şi după deconectare) şi u_A (tensiunea tranzitorie de restabilire care apare la bornele întreruptorului încercat după deconectare), în mai multe variante de calcul. Rezolvarea acestei probleme s-a făcut pe calculatorul numeric ELLIOTT 4120.

2. Stabilirea modelelor matematice. Formule de calcul.

Schema de principiu corespunzătoare schemei de încercări sintetice Weil-Dobke e reprezentată în figura 1. În figura 2 s-a reprezentat diagrama de variaţie în funcţie de timp a curenţilor i_1, i_2, i_A şi a tensiunilor u_2, u_A în cazul neglijării căderilor de tensiune în arc : $\Delta u_B = 0$, $\Delta u_A = 0$. Pe aceeaşi diagramă s-a re-

* Lucrarea a fost prezentată la a VII-a sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice din I.C.P.E. (23—26 sept 1970).

** Ing. *Mimi Sasu* este cercetător ştiinţific principal, mat. *A. Susea* este cercetător, iar *V. Gheorghe* şi *Tr. Alcea* sînt matematicieni la Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică — Bucureşti.

prezentat şi forma de variaţie a căderilor de tensiune în arc Δu_B şi Δu_A, în cazul real.

Pe baza schemei de principiu din figura 1 şi ţinînd seamă de diagrama din figura 2, se pot stabili modificările de structură ale schemei la

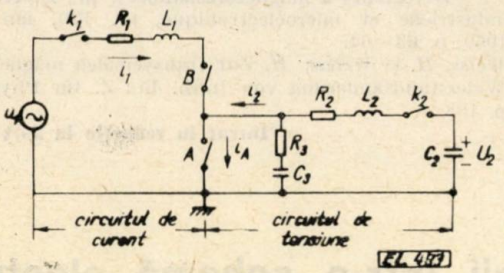


Fig. 1. Schema Weil-Dobke :

k_1, k_2 — contactoare sincrone; A — întreruptorul încercat; B — întreruptorul auxiliar (serveşte la separarea surselor u_1 şi U_2); u_1 — sursă de curent intens : $u_1 = \sqrt{2}\, U_1 \sin(w_1 t + \psi)$; U_2 — sursă de înaltă tensiune = tensiunea cu care este încărcat iniţial condensatorul C_2.

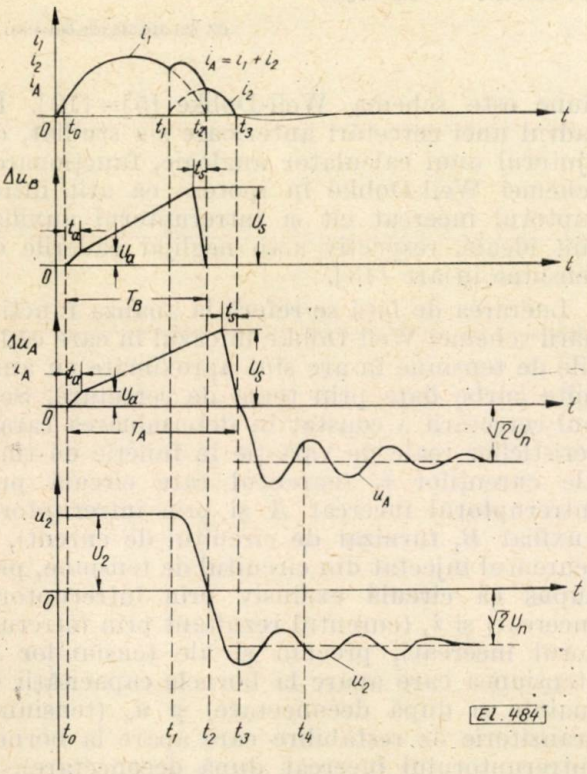


Fig. 2. Diagrama de variaţie a curenţilor şi tensiunilor în schema Weil-Dobke.

diferite momente t_k, reprezentate schematic în tabela 1. Din această tabelă se vede că în decursul funcţionării schema de încercare capătă diferite forme, reprezentate în figura 3, descrise de ecuaţii diferite.

La stabilirea modelelor matematice ale schemei electrice analizate, în variantele prezentate în figura 3, s-au considerat următoarele ipoteze :

— momentul de apariţie a căderilor de tensiune în arc Δu_B şi Δu_A coincide cu momentul de apariţie a curentului i_1, ceea ce revine la a considera $t_0 = 0$, ;

— întreruperea arcului în întreruptorul auxiliar B se produce la prima trecere prin zero

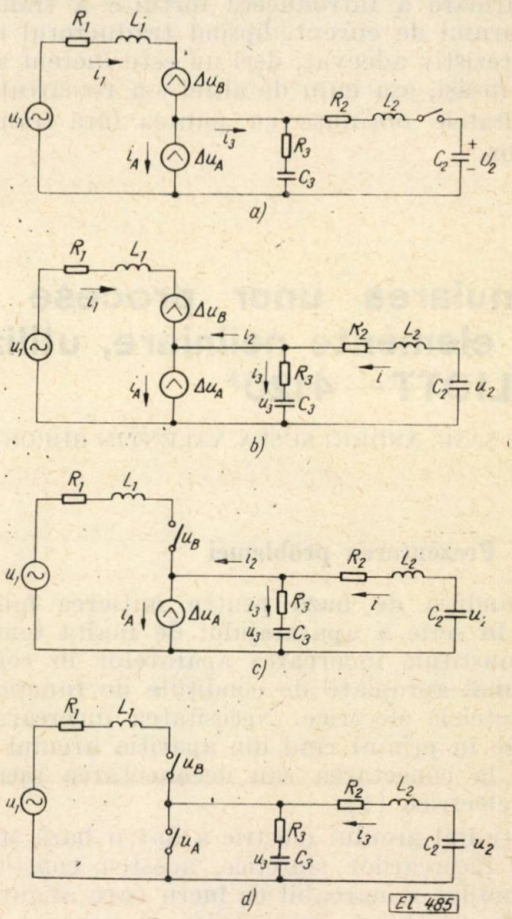


Fig. 3. Structura schemei Weil-Dobke în diferite intervale de timp :

a) $t \in [0 \div t_1)$; b) $t \in [t_1'' \div t_2)$; c) $t \in [t_2 \div t_3)$; d) $t \in [t_3 \div t_4)$

Tabela 1

Schimbările structurale ale schemei Weil-Dobke

t	k_1	B	r_B	A	r_A	k_2
0	↓	↓	0	↓	0	↑
t_0	↓	↑	r_B	↑	r_A	↑
t_1	↓	↑	r_B	↑	r_A	↓
t_2	↓	↑	∞	↑	r_A	↓
t_3	↓	↑	∞	↑	∞	↓

r_A - rezistenta arcului care apare la bornele intreruptorului încercat

r_B - rezistenta arcului care apare la bornele intreruptorului auxiliar

a curentului i_1 din circuitul de curent, iar întreruperea arcului în întreruptorul încercat A

are loc în momentul trecerii prin zero a curentului i_2 injectat din circuitul de tensiune:

$$\begin{aligned} t &= t_2, \quad i_1 = 0, \quad \Delta u_B = 0, \\ t &= t_3, \quad i_2 = 0, \quad \Delta u_A = 0; \end{aligned} \tag{1}$$

— curentul i_2 injectat din circuitul de tensiune ajunge la valoarea maximă în momentul trecerii prin zero a curentului i_1 din circuitul de curent:

$$t = t_2, \quad \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = 0, \quad i_1 = 0. \tag{2}$$

Ţinînd seamă de modificările de structură ale schemei Weil-Dobke (fig. 3), se stabilesc patru modele matematice corespunzătoare intervalelor de timp $[0; t_1)$; $[t_1; t_2)$; $[t_2; t_3)$; $[t_3; t_4)$. Din punct de vedere matematic, problema constă în rezolvarea a patru sisteme de ecuaţii integro-diferenţiale în următoarele condiţii speciale:

— nu se cunosc intervalele pe care trebuie integrate cele patru sisteme, determinarea acestor intervale constituind o problemă în sine. În acest scop se utilizează condiţiile iniţiale şi la limită pe care trebuie să le satisfacă soluţiile sistemelor;

— soluţiile sistemelor de ecuaţii trebuie să fie astfel încît valoarea funcţiei soluţie în extrema dreaptă a intervalului de integrare pentru un sistem oarecare să fie condiţie iniţială pentru sistemul următor iar racordul să se facă neted.

În ceea ce priveşte deducerea formulelor analitice de calcul pentru soluţiile celor patru sisteme integro-diferenţiale, ţinînd seamă de diagrama curenţilor şi tensiunilor din figura 2, considerăm următoarele subintervale: $I_1 = [0; t_a]$; $I_2 = [t_a; (t_2 - t_s)]$; $I_3 = [(t_2 - t_s); t_2]$; $I_4 = [t_2; (t_3 - t)]$; $I_5 = [(t_3 - t_s); t_3]$; $I_6 = [t_3; t_4]$ intervalul total I fiind evident, $I = \bigcup_{k=1}^{6} I_k$. Deoarece graficul tensiunilor Δu_B şi Δu_A este dat de drepte de pante diferite pe subintervalele considerate, se poate scrie în general că:

$$\Delta u_B = At + B; \quad \Delta u_A = \tilde{A}t + \tilde{B}. \tag{3}$$

Explicit, expresiile lui Δu_B şi Δu_A în domeniul de definiţie vor fi următoarele:

$$u_B = \begin{cases} \dfrac{U_a}{t_a} t + 0 & t \in I_1 \\ \dfrac{U_s - U_a}{(t_2 - t_s) - t_a} t + \dfrac{U_a(t_2 - t_s) - U_s t_a}{(t_2 - t_s) - t_a} & t \in I_2 \\ -\dfrac{U_s}{t_s} t + \dfrac{U_s}{t_s} t_2 & t \in I_3 \end{cases} \tag{4}$$

$$u_A = \begin{cases} \dfrac{U_a}{t_a} t + 0 & t \in I_1 \\ \dfrac{U_s - U_a}{(t_3 - t_s) - t_a} t + \dfrac{U_a(t_3 - t_s) - U_s t_a}{(t_3 - t_s) - t_a} & t \in \bigcup_{k=2}^{4} I_k \\ -\dfrac{U_s}{t_s} t + \dfrac{U_s}{t_s} t_3 & t \in I_5 \end{cases} \tag{5}$$

în care se va considera timpul de aprindere egal cu timpul de stingere:

$$t_a = t_s. \tag{6}$$

În cele ce urmează va fi expusă pe scurt o metodă mixtă de soluţionare analitică a ecuaţiilor de bază din modelele matematice corespunzătoare schemei Weil-Dobke şi în acest sens vor fi utilizate condiţii Cauchy suficient de generale în scopul asigurării racordului soluţiilor la schimbarea pantei în cazul trecerii de pe un subinterval pe altul.

Mixtarea metodei a fost impusă de forma neomogenă a ecuaţiilor sistemului (ecuaţii diferenţiale, integrale şi integro-diferenţiale), formă ce a impus în mod necesar utilizarea atît a metodei clasice de rezolvare (cu ajutorul ecuaţiei caracteristice), cît şi utlizarea metodei seriilor rapid convergente, serii ce au permis scurtarea timpului de calcul.

Pentru asigurarea diferenţierii şi integrării termen cu termen, s-a demonstrat în prealabil uniform convergenţa seriilor utilizate.

Cum, pe de altă parte, numai funcţiile $i_1(t)$, $i_3(t)$ şi $i(t)$ sînt date de ecuaţii diferenţiale sau integro-diferenţiale, celelalte fiind funcţii de legătură, în continuare vor fi investigate numai ecuaţiile de bază.

Fie ecuaţia:

$$L_1 \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + R_1 i_1 = u_1 - \Delta u_B - \Delta u_A, \tag{7}$$

unde $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi)$.

În condiţia Cauchy generală $i_1(t_{ant}) = i_{1ant}$, ecuaţia (7) admite soluţia:

$$i_1 = C \exp\left(-\frac{R_1}{L_1} t\right) + \tilde{\alpha} \sin \omega t + \tilde{\beta} \cos \omega t + \tilde{\gamma} t + \tilde{\delta}, \tag{8}$$

unde:

$$\tilde{\alpha} = U_{1m} \frac{R_1 \cos \psi + L_1 \omega \sin \psi}{R_1^2 + L_1^2 \omega^2}; \quad \tilde{\gamma} = -\frac{A + \tilde{A}}{R_1};$$

$$\tilde{\beta} = U_{1m} \frac{R_1 \sin \psi - L_1 \omega \cos \psi}{R_1^2 + L_1^2 \omega^2};$$

$$\tilde{\delta} = -\frac{B + \tilde{B} + \tilde{\gamma} L_1}{R_1}$$

şi :

$$C = [i_{1,ant} - (\tilde{\alpha} \sin \omega t_{ant} + \tilde{\beta} \cos \omega t_{ant} + \tilde{\gamma} t_{ant} + \tilde{\delta})] \exp \frac{R_1}{L_1} t_{ant}.$$

Pe baza teoremei lui Cauchy-Peano unica soluţie a ecuaţiei (7) este (8).

Dacă se utilizează notaţia :

$$t^* = \begin{cases} 0 & t \in [0\,;\, t_1) \\ t_1 & t \in [t_1\,;\, t_2) \\ t_2 & t \in [t_2\,;\, t_3) \end{cases}$$

ecuaţia funcţiei i_3 va fi :

$$R_3 i_3 + \frac{1}{C_3} \int_{t^*}^{t} i_3 \, dt = u_3(t^*) - \Delta u_B. \qquad (9)$$

Ecuaţia (9) este de tip Volterra şi admite o soluţie unică ce nu depinde de condiţia iniţială [14]. În aceste condiţii funcţia $i_3(t)$ va admite o discontinuitate de speţa l-a în punctul $t_3 - t_s$:

$$i_3 [(t_3 - t_s) -] \neq i_3 [(t_3 - t_s) +].$$

Soluţia ecuaţiei (9) va fi :

$$i_3 = C \exp\left(-\frac{t}{R_3 C_3}\right) + \tilde{A} C_3, \qquad (10)$$

în care :

$$C = \left\{\frac{1}{R_3} [A t^* + B - u_3(t^*)] - \tilde{A} C_3\right\} \exp\left(\frac{t^*}{R_3 C_3}\right).$$

Pe baza relaţiilor de legătură funcţia u_3 va fi dată de relaţia :

$$u_3(t) = u_3 (t^*) - R_3 [i_3(t) - i_3 (t^*)] + \tilde{A}(t - t^*). \qquad (11)$$

Pentru rezolvarea ecuaţiei funcţiei $i(t)$:

$$R_2 i + L_2 \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_2} \int_{t^*}^{t} i\,dt = u_2(t) \qquad (12)$$

se utilizează din motivele arătate mai sus metoda seriilor rapid convergente şi în acest scop se consideră seriile :

$$i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k (t - t^*)^k; \quad u_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k (t - t^*)^k. \qquad (13)$$

Prin substituirea în (12), ţinînd seama de relaţiile de legătură, se pot determina prin metoda coeficienţilor nedeterminaţi mărimile a_k şi b_k. Ele sînt exprimate sistematic prin relaţiile de recurenţă :

$$a_0 = i(t^*) \qquad b_0 = u_2 (t^*)$$

$$a_1 = -\frac{1}{L}(R_2 a_0 - b_0 + \tilde{A} t^* + \tilde{B}) \qquad b_1 = -\frac{1}{C_2} a_0$$

$$a_2 = \frac{1}{2L_2} (R_2 a_1 - b_1 + \tilde{A}) \qquad (14)$$

$$a_k = -\frac{1}{kL_2}\left(R_2 a_{k-1} + \frac{1}{(k-1)C_2} a_{k-2}\right)$$

$$b_k = -\frac{1}{kC_2} a_{k-1}$$

$k = 3, \ldots, \infty \qquad k = 2, \ldots, \infty.$

Observaţii

a) Deoarece funcţiile i_1, i şi u_2 depind de (A, B), atunci la trecerea de pe un subinterval pe altul, la schimbarea pantei se schimbă şi alura curbei respective, această schimbare fiind mai pronunţată la funcţiile i (t) şi u_2 (t). Explicaţia rezidă în faptul că ele sînt determinate de o ecuaţie integro-diferenţială şi nu de o ecuaţie diferenţială pură ca în cazul lui $i_1(t)$. Ca exemplificare, se poate da funcţia i_1 la trecerea din I_k în I_{k+1} $(k = 1{,}2)$ şi funcţiile i şi u_2 la trecere din I_4 în I_5.

Această schimbare de pantă, ca şi discontinuitatea funcţiilor i_3 şi u_3 dispar dacă $\Delta u_B \equiv 0$ şi $\Delta u_A \equiv 0$ (cazul ideal).

b) Metoda seriilor rapid convergente a fost utilizată şi în determinarea pe subintervalul I_6 a funcţiilor i_3, u_3, u_2 şi u_A.

3. Metodica de calcul pentru determinarea timpilor la care se produc diferitele modificări de structură ale schemei

Pentru rezolvarea sistemelor de ecuaţii corespunzătoare funcţionării schemei Weil-Dobke în intervalul $[0 - t_4]$ este necesar să se determine în prealabil, pentru fiecare variantă de calcul, următoarele mărimi (fig. 2) : t_1, t_2, t_3, t_4, T_B şi T_A. În acest scop se procedează în felul următor :

— în ipoteza neglijării tensiunilor în arc $(\Delta u_B = 0\,;\ \Delta u_A = 0)$ se determină următoarele mărimi iniţiale

$$t_{02} = \frac{T_1}{2}, \quad t_{01} = t_{02} - \frac{T_2}{4}, \quad t_{03} = t_{02} + \frac{T_2}{4}, \qquad (15)$$

unde

$$T_1 = \frac{1}{f_1}, \quad T_2 = \frac{1}{f_2};$$

— pentru cazul real, respectiv $\Delta u_B \neq 0$; $\Delta u_A \neq 0$, se consideră într-o primă aproximaţie următoarele egalităţi

$$t_1 = t_{01}, \quad t_2 = t_{02}, \quad t_3 = t_{03} \qquad (16)$$

şi conform ipotezelor a şi b de la paragraful 2, sînt valabile identităţile următoare

$$T_B \equiv t_2, \quad T_A \equiv t_3\,; \qquad (17)$$

— ţinînd seamă de relaţiile de mai sus şi pe baza datelor de calcul impuse pentru încercare, se rezolvă cu ajutorul calculatorului electronic

sistemele de ecuații corespunzătoare funcționării schemei Weil-Dobke în intervalele de timp $[0; t_1)$; $[t_1; t_2)$; $[t_2; t_3)$. Se aplică principiul contracției (metoda aproximațiilor succesive), variindu-se mărimile t_1, t_2, t_3 și implicit mărimile T_B și T_A — ceea ce revine la a varia pantele funcției Δu_B pe subintervalele $[t_a; (t_2 - t_s)]$; $[(t_2 - t_s); t_2]$ și ale funcției Δu_A pe subintervalele $[t_a; (t_3 - t_s)]$; $[(t_3 - t_s); t_3]$ până cînd sînt îndeplinite simultan următoarele condiții

$$\text{la} \begin{cases} t = t_2,\ i_1 = 0,\ \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = 0, \Delta u_B = 0, \\ t = t_3,\ i_2 = 0, \qquad\qquad \Delta u_A = 0, \end{cases} \tag{18}$$

eroarea absolută admisă în determinarea timpilor fiind $\varepsilon_a = \pm 50$ μs.

În acest mod se determină timpii reali t_1, t_2 și t_3 la care au loc modificările de structură ale schemei, precum și duratele căderilor de tensiune în arc T_B și T_A pentru fiecare variantă de studiu în parte;

— ultima necunoscută t_4 se determină cu relația:

$$t_4 = t_3 + \Delta t \quad (\Delta t = 3\tau_3) \tag{19}$$

unde τ_3 este constanta de timp a circuitului de tensiune al schemei Weil-Dobke după deconectare.

4. Algoritmul, schema logică și programul de calcul

Problema a fost rezolvată numeric cu ajutorul unui calculator digital pe baza unui algoritm de calcul conceput astfel încît, în prima parte se determină intervalele pe care trebuie integrate sistemele de ecuații, iar în partea a doua se rezolvă efectiv sistemele, soluțiile obținîndu-se sub formă de tabel. Efectuînd calculele în 12 variante de studiu, s-a constatat că în general rezolvarea propriu-zisă a unui sistem necesită un timp mai scurt decît timpul necesar pentru determinarea intervalelor de integrare. Astfel, pentru unele variante, stabilirea intervalelor de integrare a durat pînă la 16 minute, în timp ce integrarea propriu-zisă a sistemelor a durat aproximativ 4 minute.

Algoritmul de calcul, elaborat pe baza metodicei prezentate, este concretizat de programul GREU, scris în limbajul de programare ALGOL 60, restricția ELLIOTT 4100 [15]. Elaborarea programului GREU a impus alcătuirea a șapte proceduri, dintre care patru proceduri de afirmație cu parametru și trei proceduri de afirmație fără parametru. Procedurile MAXI 2 și MINI 2 permit calcularea funcției t_2 respectînd condițiile (18). Urmărind schema logică a programului GREU, reprezentată în figura 4, se constată necesitatea impunerii condiției (18) și pentru funcția i_1. Cele trei condiții menționate reprezintă baza testărilor în programul elaborat.

Programul GREU a fost rulat pe calculatorul numeric ELLIOTT-4120 de la Dispecerul Național și ocupă 4074 celule din memoria calculatorului.

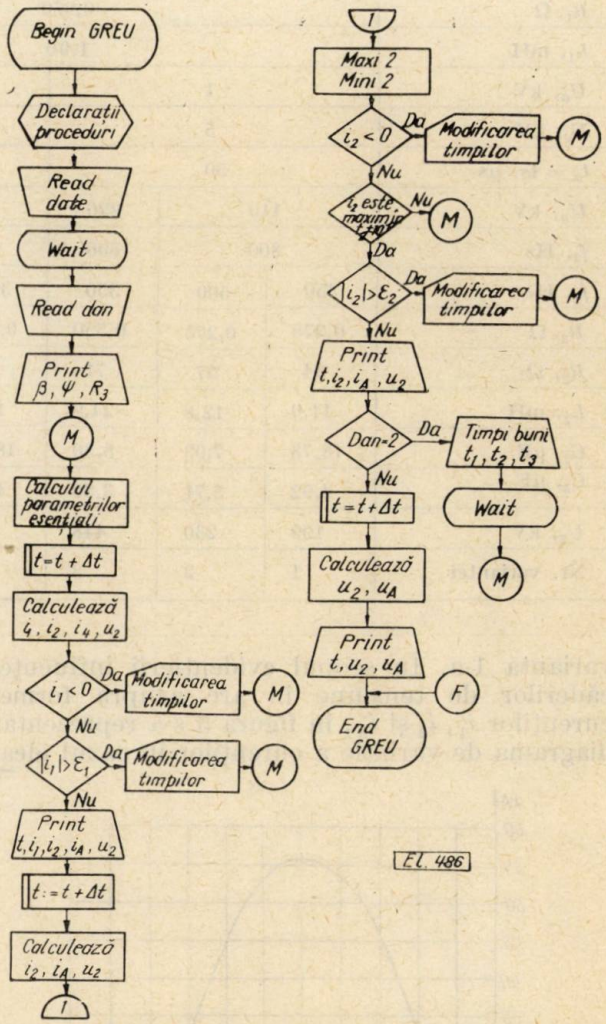


Fig. 4. Schema logică a programului GREU.

5. Date de calcul și rezultatele obținute.

În cadrul unei cercetări anterioare, s-a stabilit o metodică de calcul pentru determinarea parametrilor cîtorva scheme de încercări sintetice [13]. Pe baza acestei metodici s-au calculat parametrii schemei Weil-Dobke în cîteva zeci de variante, dintre care, pentru analiza funcționării schemei în condițiile existenței căderilor de tensiune în arc Δu_B și Δu_A (fig. 2), s-au ales cele 12 variante sintetizate în tabela 2.

Pentru exemplificare, în această lucrare se prezintă caracteristicile de variație ale curenților i_1, t_2 și i_A și ale tensiunilor u_2 și u_A, trasate pe baza rezultatelor furnizate sub formă de tabele de către calculatorul numeric, în

Tabela 2

Condiţiile de încercare şi parametrii schemei Weil-Dobke

I_1, kA	40											
f_1, Hz	50											
U_1, kV	24						54					
R_1, Ω	0,060						0,135					
L_1, mH	1,90						4,28					
U_a, kV	1			5			1			5		
U_s, kV	5			10			5			10		
t_a = ts, μs	50			50			50			50		
U_n, kV	110		220	110		220	110		220	110		220
f_3, Hz	800		600	800		600	800		600	800		600
f_2, Hz	350	500	350	350	500	350	350	500	350	355	500	350
R_2, Ω	0,275	0,275	0,550	0,275	0,275	0,550	0,275	0,275	0,550	0,275	0,275	0,550
R_3, Ω	34	57	71	34	57	71	34	57	71	34	57	71
L_2, mH	11,0	12,8	24,9	11,0	12,8	24,9	11,0	12,8	24,9	11,0	12,8	24,9
C_2, μF	18,78	7,93	8,30	18,78	7,93	8,30	18,78	7,93	8,30	18,78	7,93	8,30
C_3, μF	4,92	3,71	3,50	4,92	3,71	3,50	4,92	3,71	3,50	4,92	3,71	3,50
U_2, kV	199	230	448	199	230	448	199	230	448	199	230	448
Nr. variantei	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12

varianta 1-a. În scopul evidenţierii influenţei căderilor de tensiune în arc asupra formei curenţilor i_1, i_2 şi i_A, în figura 5 s-a reprezentat diagrama de variaţie a curenţilor în cazul ideal

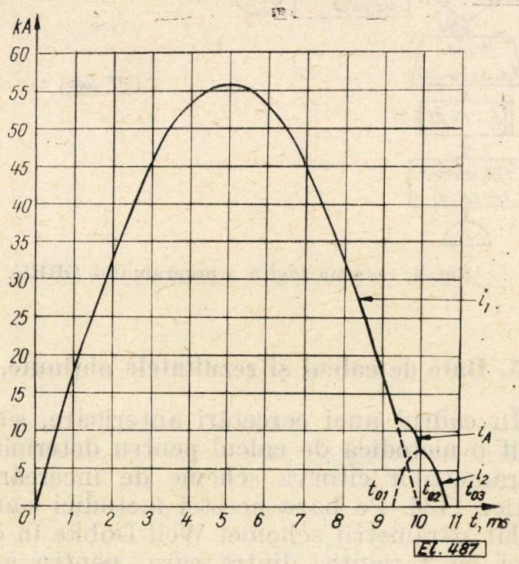


Fig. 5. Diagrama de variaţie a curenţilor în cazul ideal.

($\Delta u_B = 0$; $\Delta u_A = 0$), iar în figura 6 aceeaşi diagramă în cazul real, cînd se ţine seamă de căderile de tensiune în arc. În mod similar, pentru a putea vedea influenţa arcului electric asupra formei tensiunilor u_2 şi u_A, în figurile 7 şi 8 s-au reprezentat diagramele de variaţie ale tensiunilor în cazul ideal şi respectiv, în cazul real.

Din analiza diagramelor obţinute se desprind următoarele observaţii.

a) Datorită căderilor de tensiune în arc Δu_B şi Δu_A, se constată o deformare a curen-

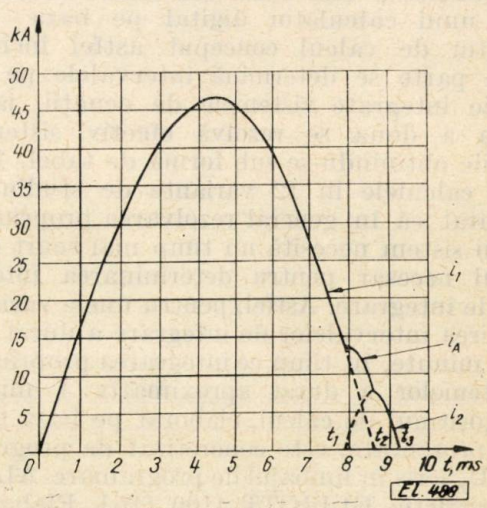


Fig. 6. Diagrama de variaţie a curenţilor în cazul real.

tului i_1 din circuitul de curent. În conformitate cu ecuaţia (7), amplitudinea curentului i_1 se micşorează şi pe de altă parte, forma curentului nu mai este o sinusoidă pură ci este puţin deformată, avînd o variaţie mai rapidă în zona lui i_1 descrescător. Ca urmare, întreru-

perea curentului i_1 se va produce mai repede decît în cazul ideal și anume la un timp $t_2 < t_{02}$.

Rezultă implicit $t_1 < t_{01}$ și $t_3 < t_{03}$, adică atît apariția curentului i_2 din circuitul de tensiune, cît și întreruperea lui — respectiv de-

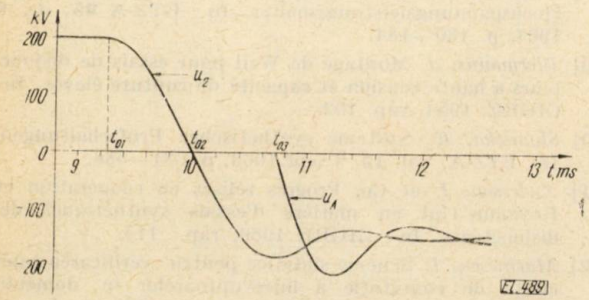


Fig. 7. Diagrama de variație a tensiunilor în cazul ideal.

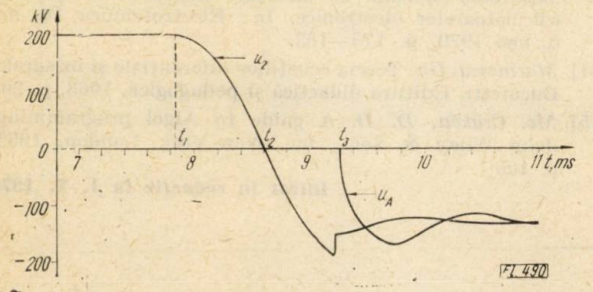


Fig. 8. Diagrama de variație a tensiunilor în cazul real.

conectarea — se vor produce mai curînd decît în cazul ideal. În ceea ce privește forma lui i_2, se constată că aceasta este influențată într-o mai mică măsură de existența căderii de tensiune în arc, fapt care reiese și din analiza structurii ecuațiilor din care s-a obținut funcția i_2.

În sfîrșit, din diagramele prezentate se vede că în punctul de abscisă $t = t_1$, curentul rezultant $i_A = i_1 + i_2$ are o valoare mai ridicată decît în cazul ideal, ceea ce se explică prin deformarea suferită de curentul i_1.

b) În ceea ce privește influența căderilor de tensiune în arc asupra formei tensiunii u_2 la bornele capacității C_2 (fig. 1), se constată că u_2 are o variație bruscă cu puțin timp înainte de momentul deconectării, ceea ce ar putea avea ca explicație trecerea de la o funcționare a schemei în regim neliniar (în condițiile existenței arcului electric) la o funcționare în regim liniar (după întreruperea arcului).

Pe de altă parte, se vede că tensiunea tranzitorie de restabilire u_A care apare la bornele întreruptorului încercat A, prezintă în cazul real o pantă mare de variație imediat după deconectare. În continuare, atît tensiunea u_2 cît și tensiunea de restabilire u_A au o variație corespunzătoare funcționării schemei într-un regim oscilant amortizat, cu observația că valoarea de regim permanent către care tind este mai mică decît valoarea de regim permanent ($\sqrt{2}\ U_n$) din cazul ideal.

c) Evident că, în cazul în care se mențin constanți toți parametrii din tabela 2, mărindu-se numai căderile de tensiune în arc, respectiv valorile lui U_a și U_s (fig. 2), influența acestora asupra curenților i_1, i_2 și i_A și a tensiunilor u_2 și u_A va fi mai importantă, fapt ce rezultă și din diagramele obținute cu ajutorul calculatorului numeric.

d) Dacă însă se mențin constante valorile lui U_a și U_s, se constată că influența căderilor de tensiune în arc se micșorează atunci cînd crește amplitudinea U_1 a tensiunii aplicate în circuitul de curent.

e) În sfîrșit, din diagramele obținute se constată că atunci cînd se trece de la un întreruptor de 110 kV la unul de 220 kV, ceilalți parametri din tabela 2 rămînînd constanți, curenții i_1, i_2 și i_A suferă deformări similare, în timp ce tensiunile u_2 și u_A vor fi mai puțin deformate.

6. Concluzii.

a) Simularea pe un calculator numeric a funcționării schemei de încercări sintetice Weil-Dobke, în condițiile în care se ține seamă de căderile de tensiune în arc la bornele întreruptorului încercat și auxiliar, comportă următoarele etape:

— stabilirea modelelor matematice care descriu funcționarea schemei în diferite subintervale de timp:

— elaborarea unei metode mixte de soluționare analitică a ecuațiilor de bază din modelele matematice;

— stabilirea unei metodici pentru determinarea timpilor la care se produc diferitele conectări și deconectări în schemă;

— întocmirea unui algoritm de calcul care să permită în primul rînd determinarea intervalelor pe care trebuie integrate sistemele de ecuații și apoi, rezolvarea efectivă a sistemelor.

b) Analizînd diagramele de variație în timp ale curenților și tensiunilor mai importante din schema Weil-Dobke, trasate pe baza rezultatelor furnizate sub formă de tabele de către calculatorul numeric se constată următoarele.:

— datorită căderilor de tensiune în arc, formele curentului i_1 din circuitul de curent, i_2 din circuitul de tensiune și implicit, curentului rezultant i_A se vor deforma. Aceasta conduce la o micșorare a timpului la care se produce întreruperea curentului i_1 și corespunzător, la o micșorare a timpului la care se produce deconectarea;

— în zona de trecere de la funcționarea schemei în regim neliniar (în condițiile exis-

tenţei arcului electric) la o funcţionare în regim liniar (după deconectare), tensiunea u_2 are o scădere bruscă. În ceea ce priveşte tensiunea tranzitorie de restabilire u_A care apare la bornele întreruptorului încercat după întreruperea arcului electric, se constată că are o pantă mare de variaţie pe prima porţiune, după care, la fel ca şi tensiunea u_2, are o variaţie corespunzătoare funcţionării schemei într-un regim oscilant amortizat. Datorită însă saltului pe care l-a avut tensiunea u_2 în zona deconectării, atît tensiunea u_2 cît şi tensiunea de restabilire u_A au tendinţa să se stabilizeze la o valoare de regim permanent mai mică decît valoarea $\sqrt{2}\ U_n$ corespunzătoare cazului cînd se neglijează căderile de tensiune în arc.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967, p. 646

[2] *Baltensperger, P.* Dènnières connaissances acquises dans le domaine des phénomènes de coupure et de l'essai des disjoncteurs. In: Revue Brown-Boveri, sept-oct 1962, p. 381—397.

[3] *Rieder, W.* Le role de l'arc de coupure dans les disjoncteurs. In: Revue Brown-Boveri, sept-oct 1962, p. 398—403.

[4] *Heroin, P.* L'arc de disjoncteur et son reseau d'alimentation In: RGE vol. 75, nr. 5, mai 1966, p. 614—620.

[5] *Schektman, N.* Les méthodes d'essais synthétiques. In: RGE vol. **75**, nr. 5, mai 1966, p. 621—626.

[6] *Pänek, I., Novotný, VL.* Dvoufrekvenční nepřimé metody zkonsek vypinacu vvn. In: Elektrotechniky Obzor **50**, nr. 8, 1961, p. 415—423.

[7] *Kopplin, H., Pflaum, E.* Zür Äguivalenz der synthetischen und direkten Prüfungen von Hochleistungsschaltern. In: ETZ-A **84**, nr. 5, 1963, p. 149—153.

[8] *Hochrainer, A.* Zür Äquivalenz der Prüfschaltungen für Hochspannungsleistungsshalter. In: ETZ-A **85**, nr. 6, 1964, p. 180—184.

[9] *Biermanns, J.* Montage de Weil pour essais de disjoncteurs a haute tension et capacité de rupture élevée. In: CIGRE, 1954, rap. 102.

[10] *Slamecka, E.* Systeme synthetischer Prüfschaltungen. In: ETZ-A, vol. **18**, 9 sept 1963, p. 581—586.

[11] *Anderson, I.* et Co. Progrès rélisés en coopération en Royaume-Uni en matière d'essais synthètiques des disjoncteurs. In: CIGRE 1966, rap. 115.

[12] *Marinescu, I.* Scheme sintetice pentru verificarea capacităţii de comutaţie a întreruptoarelor în domeniui curenţilor intenşi. In: Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 166—175.

[13] *Sasu, M.* Determinarea parametrilor şi analiza funcţionării unor scheme de încercări sintetice cu ajutorul calculatoarelor electronice. In: Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 175—183.

[14] *Marinescu, Gh.* Teoria ecuaţiilor diferenţiale şi integrale. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1963, p. 208

[15] *Mc. Craken, D. D.* A guide to Algol programming. John Wiley & Sons, Inc. New-York, London, 1962, p. 106

Intrat în redacţie la 1. X. 1970

Consideraţii privind comanda optică cu inerţie redusă în instalaţiile de încercare

ANDREI MARINESCU ŞI ECATERINA MARINESCU* — Craiova

CZ 621.383 : 621.374

1. Generalităţi

Amorsarea comandată a generatoarelor de impuls de tensiune s-a generalizat în toate laboratoarele de înaltă tensiune. Principiile de bază ale dispozitivelor respective şi realizările din România, în acest domeniu, sînt descrise în lucrările [1] şi [2]. În acest scop în primul etaj al generatorului de impuls se prevede un eclator comandat de tip trigatron pe al cărui electrod de comandă se transmite prin cuplaj capacitiv un impuls abrupt care produce ionizarea intervalului disruptiv. Dacă problema menţinerii dispersiei momentului de amorsare în limitele de 1—2 μs (necesară înregistrărilor oscilografice de calitate) se poate rezolva relativ simplu [3], existenţa unui condensator de cuplaj (capabil să suporte în impuls cel puţin tensiunea de încărcare pe etaj, 200—300 kV) care divizează inutil tensiunea de comandă şi prin care se transmit direct supratensiuni în înfăşurarea de înaltă tensiune a transformatorului de impuls din blocul de comandă, atrage atenţia asupra utilizării altor metode de cuplaj între elemente aflate la diferenţe mari de potenţial [4].

În principiu se poate face o transmitere fără fir prin unde electromagnetice în domeniul frecvenţelor radio sau optice. Ambele moduri de transmitere prezintă faţă de transmiterea capacitivă avantajul că nu apare nici o reacţie asupra circuitului de comandă. Sistemul de transmitere utilizînd radiofrecvenţa datorită antenei de recepţie este foarte sensibil la fenomenele tranzitorii de comutare care produc perturbaţii electromagnetice şi care nu pot fi evitate într-un laborator de IT. Este adevărat însă că prin determinarea spectrului de perturbaţii electromagnetice din laboratorul respectiv se poate găsi o frecvenţă „liberă".

Din contră, receptorul optic nu este cîtuşi de puţin perturbat de fenomenele tranzitorii care apar în laboratorul de înaltă tensiune şi,

* Ing. *A. Marinescu* lucrează la CCP — GUAME — Craiova, iar fiz. Ec. Marinescu la Universitatea — Craiova.

după cum vom arăta în continuare, ușor de realizat pentru distanțe de izolare de 1—2 m adică pentru tensiuni pînă la circa 800 kV.

2. Metode de comandă optică în instalațiile de înaltă tensiune

În continuare se prezintă o clasificare a sistemelor de comandă optică.

2.1. Comandă directă

În acest caz sursa de lumină în impuls este îndreptată chiar asupra intervalului disruptiv al eclatorului la bornele căruia tensiunea este cu cîteva procente mai mică decît aceea care produce străpungerea statică. Impulsul optic trebuie să aibă o energie atît de mare încît să fie capabil să ionizeze intervalul și deci să producă străpungerea.

Această posibilitate a devenit reală o dată cu descoperirea laserului [5], a fost pentru prima dată aplicată de Guenther și Griffin în SUA și ca tehnică de amorsare a eclatoarelor este pe larg studiată în [6] și [7]. Se folosește în special laserul cu rubin cu funcționare în impulsuri (circa 20 ns durată) capabil să producă o putere în impuls singular de 100—250 MW. Radiația roșie este focalizată pe suprafața electrodului nepus la pămînt cu ajutorul unui sistem optic clasic. Se obțin timpi de formare a descărcării (din momentul apariției impulsului optic pînă la străpungerea intervalului) de circa 2 ns și dispersii cu totul neglijabile (< 1 ns). Se pare că la tensiuni apropiate de tensiunea de străpungere statică, ionizarea produsă în aer de fasciculul laser este suficientă pentru a cauza un drum de descărcare de-a lungul traiectoriei optice. Descărcarea poate fi provocată chiar la o tensiune aplicată intervalului de 50% din tensiunea de străpungere statică cu o întîrzire de circa 0,4 μs.

Trebuie remarcat că laserul cu rubin utilizează pompaj optic care introduce o întîrziere proprie de circa 30 μs și care trebuie compensată prin întîrzierea corespunzătoare a declanșării osciloscopului. Acest dezavantaj se poate evita utilizînd un laser semiconductor (joncțiune $p—n$).

Precizia foarte înaltă de declanșare obținută este totuși contrabalansată de prețul de circa 100 ori mai mare decît al unui dispozitiv clasic și de faptul că în momentul de față durata de viață a unui laser este limitată la cîteva zeci de mii de impulsuri.

2.2. Comanda indirectă

În acest caz se menține sistemul de amorsare clasică cu eclator comandat de exemplu de tip trigatron însă impulsul electric de declanșare produs la potențialul zero este transformat mai întîi într-un impuls optic (în spectrul vizibil sau invizibil) și care după parcurgerea distanței de izolație necesare este din nou transformat în impuls electric de data aceasta la potențialul înalt al eclatorului comandat. Cu alte cuvinte izolația necesară se realizează printr-o conversie electro-optică.

Cercetările lui Broadbent [8] au lămurit faptul că iradierea produsă de scînteia de comandă este elementul esențial care determină comportarea trigatronului (dispersia momentului amorsării, durata de formare a descărcării etc.). În consecință trebuie să se asigure o energie suficientă a descărcării și anume 0,1÷0,5 J pentru distanțele care apar în mod normal între eclatoarele de înseriere ale generatorului de impuls.

3. Sistemul optic de emisie-recepție în impulsuri

Schema de principiu a unei asemenea instalații este dată în figura 1. Generatorul de impulsuri de pornire *1* comandat de operator reprezintă sursa de energie electrică pentru emițătorul optic *2*. Elementul convertor poate fi aici

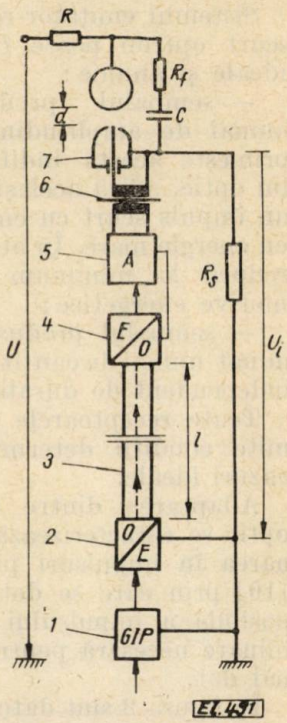


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului de comandă optică: 1 — generator de impulsuri de pornire; 2 — convertor electro-optic (emițător); 3 — element de transmisie a impulsurilor optice; 4 — convertor opto electric (receptor); 5 — amplificator de impulsuri; 6 — transformator de impulsuri (ridicător); 7 — eclator comandat.

un interval disruptiv oarecare, un tub cu descărcare în gaz sub presiune, o diodă luminiscentă sau un laser cu semiconductor de mică putere. Caracteristic pentru toate aceste elemente este faptul că sînt capabile să transforme impulsurile electrice cu front anterior abrupt în impulsuri optice de formă similară. Emițătorul posedă în general un dispozitiv optic de focalizare a radiației. Elementul de transmitere a impulsurilor optice *3* diferă în funcție de lungimea de undă a radiației. În cazul emisiunii vizibile, *3* este un tub izolant cu pereți de culoare

închisă mătuiți pentru a se mări raportul semnal-zgomot. Transmisia se poate face direct în aer în cazul emisiunii în infraroșu cu condiția ca elementul fotosensibil din receptorul *4* să aibă aceeași caracteristică spectrală. Recent a fost introdus faserul, un fascicul de fibre flexibile de sticlă care elimină sistemul optic de lentile și permite transmiterea luminii în orice direcție. În orice caz acest sistem nu este aplicabil la distanțe mai mari decît 1—2 m datorită pierderilor de lumină după o lege exponențială

Convertorul *4* transformă, cu ajutorul unei fotodiode, impulsul optic într-un impuls electric amplificat în *5* și transmis în primarul transformatorului de impuls *6* care produce o tensiune suficientă pentru amorsarea eclatorului comandat *7*. Pentru a beneficia de toate avantajele comenzii optice întregul receptor trebuie realizat transistorizat astfel încît să se poată alimenta de la o baterie. Alimentarea printr-un transformator de tensiune descrisă în [9] nu poate fi evident luată în considerare.

3.1. Corelația emițător-receptor

Sistemul emițător-receptor optic denumit pe scurt optron poate funcționa în două cazuri ideale și anume :

— semnalul produs în receptor depinde numai de amplitudinea iluminării pe care o primește acesta indiferent de durata impulsului optic, adică același efect poate fi produs de un impuls scurt cu energie mică sau unul lung cu energie mare. În acest caz este de dorit să se reducă la minimum durata impulsului, din motive energetice ;

— semnalul produs în receptor este determinat numai de cantitatea de iluminare ($\int Edt$) independent de durata impulsului.

Toate receptoarele reale se apropie în anumite condiții determinate de unul din aceste cazuri ideale.

Adaptarea dintre emițătorul și receptorul optic se caracterizează cel mai bine la funcționarea în impulsuri prin curbele de isosemnal [10] prin care se determină la fiecare durată posibilă a impulsului optic cantitatea de iluminare necesară pentru a produce același semnal dat.

În figura 2 sînt date curbele tipice de isosemnal pentru fotodiodele de Ge și Si.

Se observă că pentru impulsuri suficient de lungi (> 30 μs pentru Ge și > 7 μs pentru Si) fotodiodele semiconductoare reprezintă receptoare ideale de primul tip : mărimea semnalului este proporțională cu amplitudinea iluminării și nu depinde de durata impulsului. În schimb pentru $t_i < 20$ μs la Ge și $t_i < 4$μs la Si se ajunge în al doilea caz ideal : semnalul recepționat este determinat de cantitatea de iluminare pe toată durata impulsului fie ea obținută printr-un impuls intens dar scurt fie lung dar mai slab. Această situație se conservă și la impulsuri mai scurte însă experimental s-a demonstrat că durata optimă a impulsului optic trebuie să fie la fotodiodele cu germaniu de circa 15—20 μs, iar la cele cu siliciu, 3—4μs.

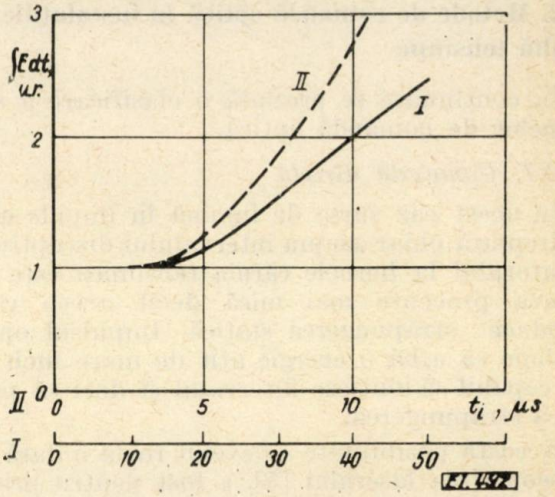


Fig. 2. Curbe de isosemnal tipice pentru fotodiodele de Ge (I) și Si (II).

3.2. Producerea impulsurilor optice singulare

a. În stadiul actual al tehnicii cele mai răspîndite surse de impulsuri optice sînt tuburile cu descărcare în gaz inert (TDG). Proprietățile lor generale sînt descrise pe larg în [10]. În tabela 1 se dau principalele caracteristici ale unor astfel de TDG tipice de tip tubular (utilizate în fotografie) și de tip sferic, fabricate în URSS. În această tabelă W este energia impulsului ; C_a și U_a — capacitatea respectiv tensiunea la care este încărcat condensatorul acumulator ; P_{med} — puterea medie în impuls ; t_i — durata impulsului optic la nivelul de 35% din amplitudinea intensității luminoase I ; U_{str} — tensiunea de străpungere statică a TDG.

Tabela I

TDC	Dimens. porții luminoase, mm	W Ws	Ca μF	Ua V	P_{med} W	t_i μS	I Mcd	$\int Idt$ cd. sec	U_{str} kV
IFK 20 (tubular	∅ 4x14	20 2 1	2 500 100 10	130 200 500	2 0,5 0,7	200 50 20	0,1 0,03 0,05	30 5 6	0,7
ISS 15 (sferic)	∅ 1x2,5	0,03 0,025 10	0,3 0,25 20	450 450 1 000	15 1,5 1	1,5 1,5 15	0,004 0,004 0,3	0,006 0,005 5	1,2

Rezultă deci că excitarea optimă a fotodiodelor cu Ge se poate realiza cu TDG de tip tubular în timp ce excitarea fotodiodelor cu Si se va realiza cu TDG de tip sferic. Această observație permite să se ajungă la concluzia că o dispersie neglijabilă a amorsării generatorului se va obține numai cu ansamblul TDG sferic — fotodiodă cu Si.

La TDG tubular utilizat de noi (IFK 20 cazul 3 în tabela 1) durata frontului impulsului optic a fost de circa 6 μs pentru o durată totală a impulsului la nivelul 35% de 20μs.

Pentru asigurarea constanței formei impulsului optic s-a renunțat la comanda clasică a TDG cu ajutorul ionizării exterioare (fig. 3 *a*) aplicîndu-se impulsul de pornire chiar pe unul din electrozii tubului (fig. 3 *b*). Deoarece TI este ridicător se introduce inductanța L în sere cu tubul astfel aleasă încît $L \ll L_2$, inductanța proprie a secundarului *TI*. Dimensionarea inductanței L este determinată de influența pe care o are asupra duratei impulsului optic pro-

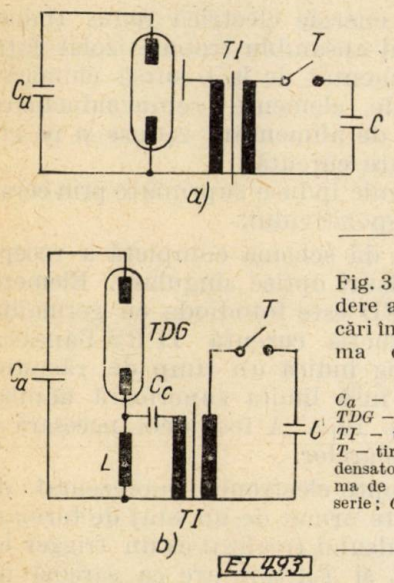


Fig. 3. a,b. Schema de aprindere a tuburilor cu descărcări în gaze TDG (*a* — schema clasică; *b* — schema utilizată):
C_a — condensator acumulator; *TDG* — tub cu descărcare în gaze; *TI* — transformator de impuls; *T* — tiratron de comandă; *C* — condensator acumulator pentru schema de comandă; L — îndutanța serie; C_c — condensator de cuplaj.

dus în tubul de descărcare și asupra amplitudinii intensității luminoase I a radiației produse.

Dacă se notează R_c — rezistența coloanei de descărcare, R_b — rezistența balast serie, L — inductanța reală a circuitului de descărcare, L_{cr} — inductanța critică a circuitului de descărcare dată de relația $L_{cr} = C_a R_c^2/4$ se poate considera că durata impulsului t_i nu este afectată dacă $L < L_{cr}$ și $R_b \ll R_c$. În practică o astfel de condiție nu poate fi îndeplinită. Dacă $L > L_{cr}$ durata impulsului se poate calcula aproximativ cu relația:

$$t_i \approx 2{,}5\sqrt{LCa}.$$

b. Studiul proprietăților optice ale materialelor semiconductoare a dus la crearea unor surse noi de impulsuri optice și anume dioda luminiscentă și dioda laser ambele cu joncțiune *p-n*. Realizarea recentă a acestor elemente în țară la Institutul de fizică a deschis noi perspective comenzilor optice rapide. Se ajunge astfel la un ansamblu emițător-receptor realizat numai pe bază de semiconductoare cu avantajele universal cunoscute [11]. Se poate vorbi de un cuadripol la care cuplajul între intrare și ieșire se realizează pe cale optică (fig. 4). Realizarea și modul de funcționare al acestor diode luminiscente este dată în figura 5. Dioda constă dintr-o joncțiune *p-n* cu zone *n* și *p* puternic dotate. Zona mediană în care apare radiația se notează cu *i*.

Dacă se aplică diodei o tensiune în sens direct, electronii din banda de conducție și golurile din banda de valență vor trece prin stratul de baraj. Prin recombinare radiantă se eliberează o energie egală cu lățimea ΔE a benzii interzise sub forma unei radiații cu frecvența f dată de relația:

$$hf = \Delta E.$$

La un curent de injecție redus apare o radiație incoherentă care acoperă un domeniu relativ larg de frecvență. Dacă suprafețele hașurate din figura 5 se șlefuiesc astfel încît să fie puternic reflectoare se obține un rezonator de volum. Radiația apărută prin recombinare va fi reflectată în ambele sensuri. Acesta este unul din fenomenele de bază ale apariției radiației laser. La un curent de injecție mai mare radiația luminiscentă este înlocuită printr-o radiație laser. Experimental se constată că trecerea de la un tip de radiație la celălalt este însoțită de o creștere bruscă a intensității luminoase la o anumită valoare a curentului de injecție. Acest curent este cu atît mai mic

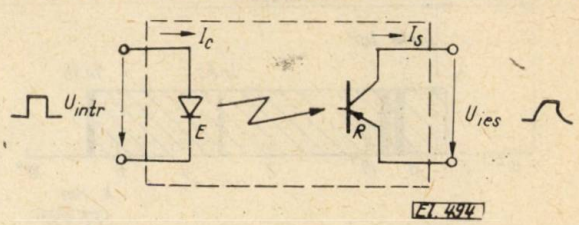


Fig. 4. Cuadripol cu cuplaj optic;
E — emițător (diodă luminiscentă, diodă laser); *R* — receptor (fotodiodă fototransistor).

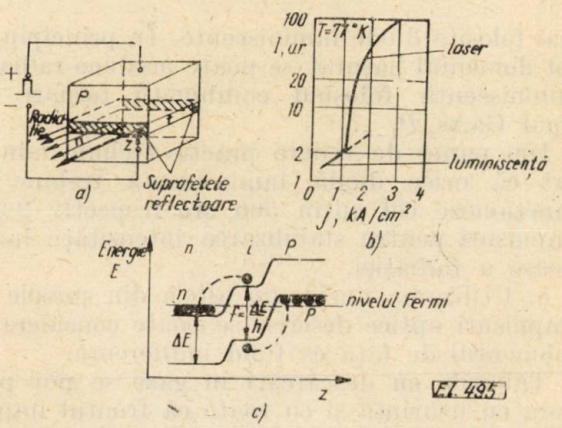


Fig. 5. Principiul de funcționare al diodei luminiscente și transformarea în radiație laser.

cu cît temperatura este mai joasă. La răcirea cu azot lichid adică la 77°K densitatea de curent la care are loc trecerea este circa 1kA/cm² pentru GaAs.

Realizarea unei diode laser cere un dopaj bine definit al joncţiunii *p-n*, pereţi exteriori foarte bine şlefuiţi, răcire intensă adică condiţii experimentale greu de realizat şi mai ales costisitoare.

De aceea pentru aplicaţia care ne interesează ne putem limita la simpla recombinare radiantă spontană care dă o lumină incoherentă însă nu necesită condiţii experimentale dificile. Această recombinare are loc la temperatura ambiantă şi poate fi produsă fie de un curent continuu fie de un impuls de curent. În cazul aplicării unui impuls de curent treaptă, constanta de timp a impulsului este de circa 10^{-7}s. Randamentul cuantic interior al acestor diode luminiscente poate atinge 50%; totuşi randamentul exterior este sub 1% la temperatura ambiantă datorită indicelui mare de refracţie.

Pentru a obţine luminiscenţa în regiunea vizibilă a spectrului sau în infraroşul apropiat (necesară pentru a putea folosi sisteme optice de focalizare din sticlă obişnuită) trebuie să se aleagă joncţiuni *p-n* cu benzi interzise ΔE largi. Astfel s-a ajuns la folosirea combinaţiilor de elemente din coloanele II-VI (Zn, Cd-Se, Te) şi III-IV (Ga, In-P, As, Sb, Bi). În figura 6 se arată lungimile de undă ale celor

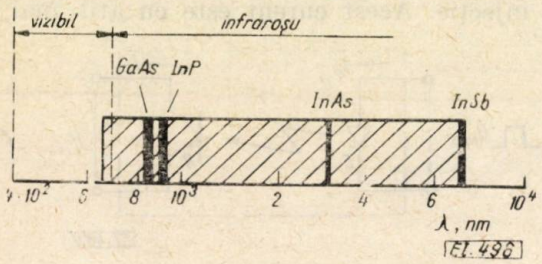


Fig. 6. Lungimile de undă ale radiaţiei luminiscente pentru combinaţii binare.

mai folosite diode luminiscente. În principiu în tot domeniul haşurat se poate produce radiaţie luminiscentă folosind combinaţii ternare de tipul $GaAs_xP_{1-x}$.

Din punct de vedere practic trebuie remarcat că orice diodă luminiscentă trebuie să funcţioneze cel puţin 500 ore respectiv 2 000 impulsuri pentru stabilizarea intensităţii luminoase a radiaţiei.

c. Utilizarea uneia sau alteia din sursele de impulsuri optice descrise se poate considera în momentul de faţă ca fiind indiferentă.

Tuburile cu descărcări în gaze se pot procura cu uşurinţă şi cu toate că frontul impulsului optic la tipurile obişnuite este mai mare decît cel necesar, fluxul luminos mare permite pe de o parte renunţarea la sistemul optic pentru distanţele uzuale de 1—2 m iar pe de altă parte reducerea întîrzierii şi a dispersiei se realizează prin limitarea de amplitudine a impulsului optic care atacă receptorul.

Diodele luminiscente (nu se realizează încă industrial în România) produc un impuls optic corespunzător din punct de vedere al frontului anterior însă un flux luminos mic care limitează distanţa maximă de lucru şi necesită introducerea sistemului optic de focalizare.

3.3. Receptorul de impulsuri optice

Sub această denumire generală vom înţelege întregul ansamblu de dispozitive care servesc atît la recepţia propriu-zisă a impulsului optic cît şi la conversia sa în impuls abrupt de IT necesar eclatorului comandat al GIT (fig. 1).

În principiu trebuie îndeplinite următoarele condiţiuni:

— consum de energie electrică redus ţinînd seamă că întregul ansamblu trebuie izolat faţă de pămînt şi alimentat de la o sursă chimică;

— utilizarea de elemente semiconductoare care au tensiuni de alimentare reduse şi pe cît posibil de utilizare curentă;

— supratensiunile induse suprimate prin ecranare totală a dispozitivului.

În figura 7 se dă schema completă a receptorului de impulsuri optice singulare. Elementul fotosensibil FD este fotodioda cu germaniu DF 3 din producţia curentă IPRS-Băneasa. Datele de catalog indică un timp de răspuns mediu de 2 μs însă limita superioară admisă în fabricaţie este 10μs. A fost deci necesară o sortare a exemplarelor.

Traductorul opto-electronic reprezentat de fotodioda FD este urmat de un etaj de formare a frontului impulsului (realizat ca un trigger cu transistoarele T_1 şi T_2) care are ca sarcină un transformator de impulsuri *TII*, un etaj de comutaţie realizat cu transistorul T_3 şi un transformator de impuls *TI* în execuţie specială (cu trei înfăşurări).

În starea iniţială transistoarele T_1 şi T_3 sînt blocate iar transistorul T_2 conduce. Impulsul rezultat în urma excitaţiei optice a fotodiodei deschide T_1 ceea ce conduce la blocarea rapidă

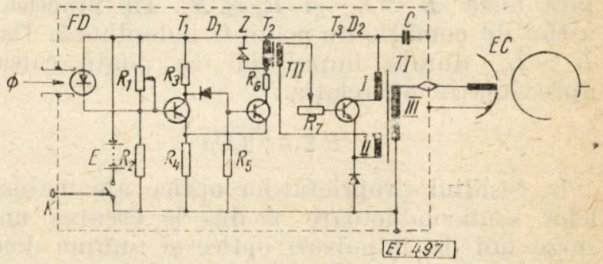


Fig. 7. Receptorul de impulsuri optice.

a lui T_2 şi la apariţia unei tensiuni induse în ambele înfăşurări ale lui *TII*. Dioda Z protejează transistorul (T_2) împotriva supratensiunilor induse care depăşesc $(U_{ce})_{max}$. Tensiunea indusă în secundarul lui *TII* deschide transis-

torul de comutație T_3, iar înfășurarea *II* a transformatorului *TI* accelerează acest proces. Ca urmare a rezistenței și inductanței mici a înfășurării *I* a *TI* (reprezintă înfășurarea primară) este parcursă practic de curentul de scurtcircuit al sursei de alimentare *E*, iar în secundarul *III* apare un impuls cu frontul de circa 1 μs și amplitudinea de aproximativ 18 kV care se aplică eclatorului comandat.

Se observă că în acest dispozitiv impulsul apare ca urmare a parcurgerii înfășurării primare a *TI* de către curentul de scurtcircuit al sursei de alimentare și nu datorită descărcării unei energii acumulate anterior într-un condensator acumulator sau în inductanța proprie a *TI*. În felul acesta se asigură un consum redus de energie și o durată de viață suficientă a sursei chimice *E*.

Datorită necesității de a reduce la maximum gabaritul dispozitivului bateria E este realizată prin înserierea unor acumulatoare etanșe de tip DEAC care au o rezistență interioară însemnată. Mărirea curentului de scurtcircuit se realizează prin șuntarea acesteia cu condensatorul C de circa 5 000 μF la 50 V care are în același timp rolul de a șunta supratensiunile care pătrund prin conducție în interiorul ecranului electromagnetic al dispozitivului (singura legătură galvanică cu exteriorul se face prin secundarul *TI*).

Așa cum este realizat, dispozitivul are dimensiuni care îl fac apt a fi montat chiar pe suportul eclatorului comandat carcasa sa fiind legată galvanic cu sfera acestuia aflată la potențial înalt față de pământ.

4. Reducerea dispersiei în timp a ansamblului optoelectronic

Această problemă de maximă importanță pentru calitatea înregistrărilor oscilografice se referă în special la dispersia momentului de amorsare a GIT la o succesiune de impulsuri care se produc într-un interval de timp relativ scurt (în mod normal în max. 60 minute). În acest caz dispozitivul descris poate să asigure o dispersie satisfăcătoare de $\pm$ 0,5 μs, dacă se aplică principiul coordonării amplitudinii impulsurilor în lanțul de transmisie optică și electrică. Această coordonare sacrifică randamentul energetic al transmisiei în favoarea micșorării dispersiei și în cazul de față constă în următoarele: se cunoaște durata frontului impulsului optic (t_f) generat, dispersia maximă admisă a momentului apariției impulsului la ieșirea din dispozitiv (Δt_i) și constanta de timp a elementului din schema receptorului cu inerția cea mai mare (τ). Dacă $\tau \approx t_f \ll \Delta t_i$ (diodă luminiscentă — fotodiodă cu Si) se asigură în orice caz la ieșirea receptorului dispersia admisă.

În cazul nostru se poate considera că:

$$\Delta t_i < \tau < t_f$$

și se procedează astfel:

— se stabilește nivelul mediu al perturbațiilor optice (valoarea medie a curentului de întuneric la 20°C, variația iluminării ambiante etc.) notată cu p în unități relative;

— se stabilește nivelul minim necesar pentru comanda sigură a circuitului de formare a impulsurilor (în cazul nostru triggerul T_1T_2) la circa 3p u.r. Acest nivel de iluminare a fotodiodei trebuie să se asigure într-un timp scurt $t \leqslant 3\ \Delta t_i$ însă comparabil cu τ;

— considerînd că iluminarea produsă de sursă pe fotodiodă crește liniar în timp, rezultă că amplitudinea impulsului optic trebuie să fie pt_f/t_i u.r. sau aproximativ 3 pt_f/τ u.r.

Figura 8 lămurește considerațiile de mai sus.

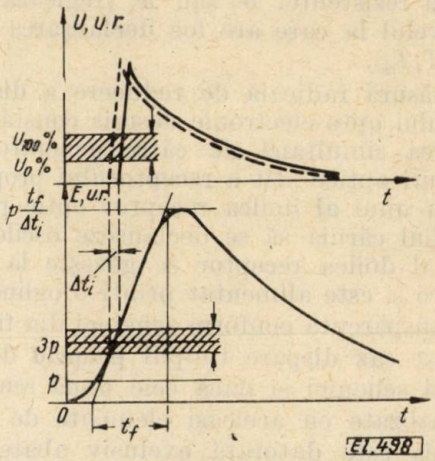


Fig. 8. Explicativă la principiul coordonării amplitudinii impulsurilor:

$E(t)$ — variația în timp a impulsului optic; $U(t)$ — variația în timp a impulsului electric pentru declanșarea eclatorului comandă al GIT; p — nivel de zgomot optic; 3 p — pragul de declanșare sigură a triggerului T_1T_2; $U_{100}\%$ $U_0\%$ — tensiunea de 100% respectiv 0% amorsări a eclatorului comandat al GIT;

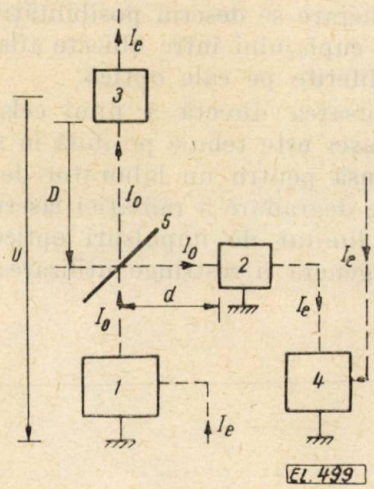


Fig. 9. Comandă integrală cu generator unic de impulsuri optice:

I_O — impuls optic; I_e — impuls electric; 1 — emițător optic; 2 — receptor optic pentru declanșarea oscilografului; 3 — receptor optic pentru declanșarea eclatorului comandat al GIT; 4 — osciograf de impuls; 5 — oglindă translucidă (coeficient reflexie 5%).

Zonele haşurate determină limitele de dispersie pentru declanşarea circuitului de formare T_1T_2 respectiv a eclatorului comandat din primul etaj al GIT.

Trebuie observat că domeniul de funcţionare liniară pe caracteristica lux — amper a fotodiodei trebuie să fie mai mare decît 3 p.u.r. de iluminare (practic 4 p.u.r.) iar dispersia proprie a momentului amorsării eclatorului comandat este mult mai mică decît dispersia sistemului optic datorită pantei mai mari a impulsului electric.

Intervalul de timp în care impulsul optic creşte la 3 p.u.r. de iluminare reprezintă un timp de întîrziere propriu al schemei de comandă, favorabil înregistrărilor oscilografice. O mărire a întîrzierii se poate obţine prin reglarea rezistenţei R_7 sau R_1 (reglează simultan nivelul la care are loc declanşarea triggerului T_1T_2).

O măsură radicală de reducere a dispersiei sistemului opto-electronic descris constă în declanşarea simultană de către generatorul de impulsuri optice atît a receptorului propriu-zis cît şi a unui al doilea receptor optic prin intermediul căruia să se declanşeze oscilograful. Acest al doilea receptor se găseşte la potenţial zero şi este alimentat printr-o oglindă parţial transparentă conform schemei din figura 9. În acest caz dispare timpul propriu de întîrziere al schemei şi dacă cele două receptoare sînt realizate cu aceleaşi elemente de circuit, dispersia este datorată exclusiv abaterii statistice a amorsării eclatorului comandat al GIT şi schemei de declanşare a oscilografului de impuls.

5. Concluzii

— În lucrare se descriu posibilităţile de realizare ale cuplajului între obiecte aflate la potenţiale diferite pe cale optică.

— Amorsarea directă a unui eclator cu o radiaţie laser este tehnic posibilă în momentul de faţă însă pentru un laborator de încercări efectul de degradare a radiaţiei laserului adică numărul limitat de impulsuri optice pe care le poate genera îi restrînge utilizarea.

— Ansamblul opto-electronic format din diodă luminiscentă şi fotodiodă cu siliciu (emiţător respectiv receptor optic) cu timpi de creştere a impulsurilor sub 10^{-6} s reprezintă soluţia viitorului imediat.

— Se stabilesc principiile de proiectare ale cuplajului optic ţinînd seama de proprietăţile elementelor de circuit.

— Se descrie o instalaţie realizată, în care dispersia este limitată $\pm$ 0,5 μs care utilizează ca sursă de impulsuri optice un tub cu descărcare în gaz obişnuit şi un receptor optic complet transistorizat cu alimentare proprie pe baza unei scheme originale cu consum redus de energie.

— Se indică măsurile ce se pot lua pentru reducerea dispersiei semnalului la ieşirea receptorului faţă de impulsul de pornire al generatorului optic apelînd la principiul coordonării amplitudinii impulsurilor în lanţul de transmisie optică şi electrică.

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.* Dispozitiv pentru sincronizarea generatorului de impuls. In : Electrotehnica **6** nr. 4, 1958, p. 126—130.

[2] *Costina, D.* şi *Marinescu, A.* Dispozitive de sincronizare pentru instalaţii de impuls de tensiune. Calcul şi construcţie. In : Electrotehnica **13**, nr. 4, 1965, p. 139—150.

[3] *Marinescu, A.* şi *Costina, D.* Dispozitive de sincronizare pentru instalaţiile de impuls de tensiune. IDT, 1966, p. 45

[4] *Marinescu, A.* şi *Popescu, S.* Comanda optică a generatorului de impuls de tensiune şi a schemelor sintetice de încercare la putere de rupere a întreruptoarelor. Sesiunea **XIII**, Inst. de Energetică, 1967.

[5] *Smy, P.R.* Laser generated sparks. In : Electrical Review 30 dec. 1966 p. 986—988.

[6] Pendleton, *W.K.* şi Guenther, A.H. Investigation of a laser triggered spark gap. In : Rev. Sci. Instrum. **36**, 1965, p. 1546—1550.

[7] *Guenther, A.H.* şi *Bettis, J. R.* Laser triggered magavolt switching. In : IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. **QE-3**, nr. 11, 1967, p. 581— 588.

[8] *Broadbent, J.E.* The breakdown mechanism of certain triggered spark gaps. In : British Journal of Applied Physics **8**, nr. 1, 1957, p. 37—40.

[9] *Kuhnhardt, G.* şi *Lippoldt, R.* Synthetische Schaltung für 110 kV. În : Wiss. Techn. Mitt. IPH nr. 1, nov 1963, p. 25—33.

[10] *Marşak, I.S.* Impulsnîie, istociniki sveta. Moscova, GEI, 1963.

[11] *Suffczynski, M.* L'electroluminiscence. In : Atomes, nr. 269, oct 1969.

Intrat în redacţie la 30. VI. 1970

RECENZII

CZ 621.317.3/4.081.1

Young, L. — **Sisteme de unităţi de măsură în electricitate şi magnetism** (Systems of Units in Electricity and Magnetism). Edinburgh, Oliver and Boyd, 1969, 235 pag.

Lucrarea de faţă, prima dintr-o serie de cărţi cu caracter de sinteză şi profil didactic pe care editura Oliver and Boyd le-a anunţat cu puţin timp în urmă, poartă girul cunoscutului radiofizician american L. Young, membru de onoare al societăţii americane IEEE. Autorul este cunoscut nu numai pentru contribuţia sa directă la dezvoltarea radiofizicii, ci şi pentru vasta sa experienţă în domeniul industriei şi învăţămîntului univeritar, caracterizată printr-o multitudine de lucrări originale şi de sinteză. Redactor al unor culegeri şi manuale apreciate atît de specialiştii din industrie şi cercetare, cît şi de studenţi şi cadre didactice, Young a încercat în lucrarea de faţă pe baza unei sinteze a sistemelor de unităţi de măsură existente, să prezinte şi să argumenteze riguros unele considerente originale privind alcătuirea sistemelor de unităţi de măsură în electricitate şi magnetism. Din acest punct de vedere lucrarea lui Young este deosebit de interesantă, depăşind prin fondul ei limitele impuse de titlul cărţii.

Din punct de vedere al formei, lucrarea este concepută din două părţi distincte, fiecare înglobînd 5 capitole. Primul capitol este introductiv, dar alături de observaţii cu caracter general, Young expune diversele aspecte legate de alegerea unităţilor de măsură, de legătura dintre ele. Se stabileşte diferenţa dintre ecuaţia de definiţie, formula de dimensionare şi formula de măsură. Un loc important este acordat coeficienţilor de proporţionalitate în formulele fizice, relevîndu-se aspectul atragerii semanticii în rezolvarea diverselor probleme ivite în acest context.

Capitolul al 2-lea are un caracter istoric : sînt analizate rezoluţiile conferinţelor internaţionale, care au stabilit unităţile de lungime, timp şi masă. Sînt deosebit de interesante raţiunile privind legătura dintre unităţile principale de lungime şi timp prin constanta vitezei luminii.

În al 3-lea capitol este exprimată concepţia personală a autorului cu privire la constituirea sistemelor de unităţi de măsură, care stă mai departe la baza întregului material al cărţii. Autorul generalizează legătura dintre unitatea de măsură a unei mărimi şi dimensiunile ei, incluzînd aici şi constantele de proporţionalitate. Ideea fundamentală rezidă în asocierea fiecărei constante de dimensiunare la o unitate de măsură de bază (fundamentală). Această reprezentare permite, după cum o demonstrează autorul, trecerea între diferite sisteme de unităţi de măsură.

În capitolul al 4-lea sînt analizate într-o perspectivă istorică sistemele bazate pe sistemul CGS : $CGS\varepsilon_0$ şi $CGS\mu_0$. Pentru a facilita o înţelegere logică şi exhaustivă a interdependenţei dintre sistemele electromagnetice de unităţi de măsură, capitolul al 5-lea debutează printr-o scurtă analiză a celor 8 ecuaţii principale ale electrodinamicii — 4 ecuaţii maxwelliene, 2 ecuaţii pentru mediu şi 2 formule pentru definirea forţelor care acţionează asupra sarcinii electrice şi curentului. Faţă de forma, devenită clasică, a acestor ecuaţii, Young introduce suplimentar 5 coeficienţi de proporţionalitate, care în cazul general posedă dimensiuni determinate. Se analizează metoda de reducere a acestor coeficienţi de proporţionalitate la 2 unităţi de bază, precum şi valorile acestor unităţi în diverse sisteme. Este discutată legătura dintre constantele conţinute în cele 2 ecuaţii scrise pentru mediu.

Partea a II-a a lucrării, intitulată „Unităţi şi ecuaţii de transformare" are un caracter independent. În capitolul al 6-lea se demonstrează o cale de constituire a unei forme unice de prezentare a ecuaţiilor lui Maxwell, valabile pentru toate sistemele de unităţi de măsură. Pentru exemplificare, se discută posibilitatea transferului expresiilor pentru densitatea de energie şi autoinducţie dintr-un sistem în altul cu ajutorul transformărilor efectuate de coeficienţii de dimensionare.

Capitolul următor are un caracter interpretativ : autorul argumentează într-o manieră originală sensul fizic al coeficienţilor propuşi de el. Mai logic şi mai convingător decît alţi autori, Young argumentează, pe baza sistemului propus de el şi a ecuaţiilor generale ale electrodinamicii, incomoditatea practică, din cauza existenţei coeficientului 4π, a sistemului neraţionalizat MKSA. Dezvoltîndu-şi propriile concepţii în capitolele 8 şi 9, autorul discută detaliat sistemul generalizat CGS. În încheierea lucrării (capitolul 10), sînt notate o serie de observaţii privind principiile care guvernează constituirea sistemelor de unităţi, precum şi cele privind posibilităţile existente pentru crearea unor sisteme pe baza standardelor atomice.

O treime din volumul lucrării este consacrat anexelor, care conţin tabele de mărimi, simboluri şi dimensiuni, de coeficienţi introduşi de autor, unităţi de măsură pentru diverse sisteme.

Un spaţiu relativ amplu este consacrat diverşilor coeficienţi de transformare. Sînt oferite date istorice privînd sistemele MKS şi CGS şi lista organizaţiilor care se ocupă de problemele ştiinţifice legate de standardizare. Sînt prezentate formulele fizice de bază şi mărimile pe care se bazează constantele fizice. Un interes deosebit îl suscintă bibliografia lucrării, cu 99 de titluri, care includ şi cele mai recente recomandări efectuate în acest domeniu de organismele internaţionale.

În momentul de faţă, cînd sistemul SI este încă viabil în multe privinţe, cartea lui Young ar putea să pară de anticipaţie. Dar chiar şi în aceste condiţii, dacă se omite partea „clasică", de altfel excelentă, a lucrării, aceasta este deosebit de interesantă, datorită concepţiilor originale ale autorului. Este motivul principal pentru care lucrarea lui Young va găsi fără îndoială un cerc larg de cititori.

Ing. *Andrei Silard*

CZ 621.313.281.001.4

Bourne, R. **Incercările maşinilor electrice rotative** (Electrical Rotating Machine Testing), Londra, Iliffe Books Ltd., 1969.

În literatura tehnică de specialitate există relativ puţine lucrări care tratează încercările maşinilor electrice. Deşi cuprinde numai 159 de pagini, cartea lui R. Bourne dezvoltă clar şi documentat toate metodele cunoscute privind încercările maşinilor electrice rotative pentru determinarea pierderilor şi a randamentului acestora ; sînt expuse de asemenea suficiente detalii şi scheme astfel încît încercările descrise să poată fi realizate în laborator. Totodată experienţa autorului, care include 11 ani de inginerie în industrie şi 16 ani de activitate didactică în institutele tehnice de învăţămînt superior din Anglia, constituie o garanţie a autorităţii sale în materie.

Metodele de încercare pentru cele trei tipuri de bază ale maşinilor electrice rotative (maşina de curent continuu, maşina asincronă şi maşina sincronă) sînt considerate separat. În fiecare caz metodele de măsurare ale pierderilor sînt descrise în scopul obţinerii, prin însumare, a randamentului şi separării lor aşa fel încît efectele unor modificări în proiectul unei maşini să poată fi măsurate.

Lucrarea este împărţită în 7 capitole : cap. 1., intitulat „Pierderi", studiază cele trei categorii principale de pierderi care se produc în maşinile electrice rotative (pierderi mecanice, pierderi în cupru şi pierderi în fier) ; cap. 2., „Performanţele maşinilor de curent continuu", tratează caracteristicile maşinilor de curent continuu la funcţionarea acestora în regim de generator şi de motor, pentru fiecare din cele trei tipuri de excitaţie (separată-serie, paralel şi mixtă), precum şi despre reglarea periilor în axa neutră şi reglarea comutaţiei ; cap. 3., „Măsurarea randamentului şi a pierderilor în maşinile de curent continuu", se ocupă cu descrierea diferitelor variante ale metodelor folosite pentru determinarea randamentului maşinilor de curent continuu, precum şi cu problemele legate de separarea pierderilor la mersul în gol şi a pierderilor auxiliare la mersul în sarcină ; cap. 4., „Performanţele maşinilor de inducţie polifazate", cuprinde paragrafe care se preocupă

de încercarea în gol, încercarea în sarcină, metoda circuitului (secundar) deschis, diagrama cercului; în cap. 5. „Măsurarea randamentului şi a pierderilor în maşinile de inducţie polifazate," sînt prezentate metodele utilizate în mod curent pentru obţinerea pierderilor şi a randamentului maşinilor asincrone; cap. 6., „Performanţele maşinilor sincrone", tratează despre caracteristica de mers în gol, caracteristica de scurtcircuit, curba de magnetizare pentru factor de putere nul, despre reactanţa sincronă longitudinală, reactanţa sincronă transversală, diagramele fazoriale, diagramele cercului, parametrii tranzitorii; cap., 7., „Măsurarea pierderilor şi a randamentului în maşinile sincrone", se ocupă cu modul de obţinere a pierderilor şi a randamentului maşinilor sincrone (metoda de opoziţie, metoda motorului auxiliar).

O trăsătură remarcabilă a acestei lucrări este explicarea detaliată a cauzelor pierderilor, inclusiv ale pierderilor auxiliare în sarcină. De asemenea, curbele performanţelor tipice sînt extrase din rezultatele unor încercări recent efectuate.

Bibliografia lucrării cuprinde 20 titluri. Multe dintre acestea, alături de lucrarea de faţă, pot fi foarte utile atît pentru inginerul ce lucrează la standul de probă şi care are nevoie de unele îndrumări teoretice pentru încercările de rutină pe care le execută, cît şi pentru studenţii electrotehnici din ultimii ani de studiu.

Ing. *Grigore Curia*

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313–181.4

Jefferias, M. J. şi Wright, A. : **Noi elemente în construcţia micromaşinilor electrice.** (New approach to micromachine construction). In: Proceeding of the Institution of Electrical Engineers, nr. 7, 1970, p. 1309—1316, 4 ref. bibl.

Deşi calculatoarele numerice se folosesc cu succes în studiul sistemelor electrice, metoda modelării fizice a acestor sisteme nu şi-a pierdut de loc din importanţă. Cel mai delicat element de modelat îl constituie generatorul sincron datorită faptului că parametrii lui mecanici şi electrici trebuie realizaţi la o anumită scară şi din nefericire anumite condiţii sînt foarte greu de obţinut, de exemplu utilizarea unor materiale de rezistivitate mică. În trecut modelele maşinilor erau realizate cu rezistenţe negative în serie cu înfăşurările, lucru care cerea un control de mare precizie şi ridica dificultăţi în timpul experimentărilor.

Autorii prezintă proiectarea şi realizarea unor micro-maşini-model la scară a unui alternator de 100 MVA, la care conductivitatea ridicată se obţine scufundînd modelul, în azot lichid, iar ceilalţi parametri se obţin prin utilizarea unor materiale magnetice de mare permitivitate.

Proiectarea modelului porneşte fixînd ca elemente caracteristice: permiabilitatea magnetică μ, conductivitatea electrică σ, permitivitatea electrică ε, densitatea δ, lungimea caracteristică 1, şi timpul t. Impunînd raportul de puteri alternator-motor, pe baza ecuaţiilor Maxwell se obţin diverşii factori de scară. Dintre aceşti factori de scară deosebit de importanţi apar factorii de material: factorul de scară al permeabilităţii magnetice K_μ, factorul de scară al conductivităţii K_σ.

Utilizarea azotului lichid la — 200°C conduce la o creştere a conductivităţii cuprului de 8,5 ori faţă de valoarea ei la 20 C, iar utilizarea materialelor magnetice de tip Mumetal şi Vacudor asigură o creştere a permeabilităţii magnetice tot în acelaşi raport.

Pe baza acestor date se proiectează modelul de 2,27 kW, pentru 100 MW şi se prezintă construcţia realizată cu un factor mediu de scară de 1/8,5. Funcţionarea în azot lichid conduce la o creştere a pierderilor de ventilaţie cu aproape 100%, ponderea lor redusă nemodificînd totuşi substanţial funcţionarea maşinii.

Soluţia prezentată reprezintă un progres faţă de realizările anterioare, permiţînd o modelare simplă, precisă şi uşor realizabilă.

R.M.

CZ 621.313.32.016.35

Harley, R. G. şi Adkins, B. **Stabilitatea maşinilor sincrone cu înfăşurări divizate pe rotor** (Stability of synchronous machine with divided — winding rotor). In: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 5, 1970, p. 933—947, 23 fig., 7 ref. bibl.

Pentru îmbunătăţirea stabilităţii funcţionării generatoarelor sincrone în paralel cu reţeaua electrică, în ultimul deceniu au început să fie utilizate sisteme de excitaţie cu două înfăşurări pe rotor, decalate între ele la 60° sau 90°.

Prima înfăşurare asigură reglajul de tensiune (înfăşurare „reactivă") iar cea de a doua — reglaj de unghi intern (înfăşurarea de „cuplu").

În articol se prezintă studiul teoretic şi experimental al unei astfel de maşini. Ecuaţiile sînt ecuaţiile lui Park, iar stabilitatea statică se determină aplicînd criteriul lui Nyquist ecuaţiilor liniarizate pentru micile oscilaţii. Răspunsul tranzitoriu pentru schimbări bruşte de sarcină este obţinut rezolvînd grupul de ecuaţii diferenţiale neliniare pe un calculator digital. Încercările experimentale sînt făcute pe un model de 3 kVA, regulatoarele de tensiune şi unghi fiind realizate de un calculator analogic. Experimentările şi studiile teoretice s-au făcut pentru funcţionarea separată sau simultană a regulatoarelor, iar rezultatele analitice şi experimentale obţinute au fost foarte apropiate.

În concluzie autorii afirmă că utilizarea celei de a doua înfăşurări, cea de cuplu, asigură o creştere a stabilităţii şi a posibilităţilor de încărcare ale maşinii, iar metodica teoretică prezentată asigură un studiu analitic corespunzător.

R.M.

CZ 621.313.32 : 018.3

Rajaraman, K.C. şi Carter, G.W. **Efectul armonicilor asupra pendulării maşinilor sincrone.** (Effect of harmonics on hunting of synchronous machines). In: Proc. I.E.E., nr. 6, 1970, 6 fig., 8 ref. bibl.

Analiza micilor oscilaţii la maşina sincronă se bazează pe teoria celor două axe şi pe ipotezele simplificatoare Park-Kron. Maşina reală este departe de cea idealizată; înfăşurările producînd în afara tensiunii magneto-motoare fundamentale şi armonicii superioare, iar armonicile de ordin mai mare decît doi în permeanţa întrefierului joacă un rol important.

Efectul armonicilor superioare ale tensiunii magnetomotoare şi ale permeanţei întrefierului asupra oscilaţiei maşinii sincrone constituie tema articolului de faţă. Studiul teoretic se face scriind ecuaţiile de funcţionare într-un sistem referenţial olonomic luîndu-se în consideraţie efectul armonicilor pînă la ordinul şapte şi rezolvînd sistemul pe un calculator numeric.

Încercările experimentale au fost făcute pe un model de 3 kVA, stea-triunghi, rezultatele măsurate fiind foarte apropiate cu cele obţinute pe cale analitică. Interesant de remarcat, că pentru conexiunea stea fără fir neutru, teoria simplificată Park-Kron dă rezultate satisfăcătoare, depărtîndu-se însă mult de realitate pentru conexiunile stea-fir neutru şi triunghi. Pentru aceste două cazuri noua metodică permite predeterminarea cu fineţe a regimurilor oscilaţiilor libere şi forţate fiind singura ce se poate utiliza cu succes.

R.M.

CZ 621.313.33.042.15.3

Binns, K. J. şi Dye, M. **Efectele înclinării crestăturilor şi saturaţiei fierului asupra cuplurilor de dantură la maşinile asincrone.** (Effects of slot skew and iron saturation on cogging torques in induction machines). În Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 7, 1970, p. 1243—1252, 4 fig., 3 ref. bibl.

Pentru reducerea cuplurilor de dantură, marea majoritate a motoarelor asincrone au crestături înclinate fie pe rotor fie pe stator. Dacă pentru maşinile de mică putere alegerea înclinării are o mai mică importanţă, pentru maşinile de putere mare, în special cu colivie turnată din aluminiu, trebuie căutat un compromis între reducerea cuplurilor parazite, creşterea fluxului de scăpări şi reducerea randamentului. Pentru determinarea efectului înclinării crestăturilor autorii introduc noţiunea de inductanţă pe unitatea de lungime, mărime care apare sub forma unei sume ce ţine cont de efectul fiecărei armonici în parte. Atunci cînd se doreşte eliminarea unui cuplu de o anumită armonică, printr-o înclinare corespunzătoare coeficientul pentru armonica respectivă a inductanţei pe unitatea de lungime este făcut zero. Se prezintă o serie de rezultate experimentale comparate cu predeterminările teoretice pentru o maşină trifazată de 45 CP, 415 V, 12 poli, 72 crestături statorice şi 90 crestături rotorice. S-au utilizat două rotoare, primul fără înclinarea crestăturilor, cel de al doilea cu o înclinare egală cu o crestătură statorică. Încercările au fost făcute pentru diverse tensiuni, observîndu-se că saturaţia reduce cuplurile parazite.

R.M.

CZ 621.313.2

Taylor, P. L. **Îmbunătăţirea comutaţiei la maşinile de curent continuu prin utilizarea capcanelor de flux.** (Improving commutation in d.c. machines by the use of flux traps). În: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 7, 1970, p. 1269—1276, 11 fig., 14 ref. bibl.

Pentru reducerea scînteilor la colectorul maşinilor de curent continuu se propune o metodă nouă care constă în introducerea în crestătură a unor fişii foarte subţiri de curpu şi care în primele momente ale comutaţiei să joace rolul unor ecrane, încercînd să menţină fluxul din crestături constant. Rolul acestor ecrane este asemănător cu acel al barelor de amortizare (soluţie clasică) care au scopul menţinerii constante a fluxului în tot timpul perioadei de comutaţie. Pentru maşinile obişnuite perioada de comutaţie este $\tau = 1$ ms ceea ce corespunde unei frecvenţe de 160 Hz şi impune barei de amortizare o constantă de timp de acelaşi ordin de mărime, în primă instanţă rezistenţa redusă, deci secţiune mare şi pierderi Joule ridicate. Datorită acestor dezavantaje deşi de mult cunoscută metoda nu a fost aplicată.

Autorul nu încearcă însă menţinerea constantă a fluxului în toată perioada de comutaţie ci se ocupă exclusiv de perioada de scînteiere, prima fază a perioadei de comutaţie, mult mai scurtă, perioadă în care în mod obişnuit apar schimbări bruşte de flux. În medie această perioadă este de ordinul $\tau = 10$ μ s ceea ce corespunde unei frecvenţe de ordinul 16 kHz. Pentru asemenea frecvenţe efectul pelicular are un rol foarte important şi din obişnuinţă bara de amortizare lucrează numai o suprafaţă foarte subţire corespunzătoare adîncimii de pătrundere (de ex. pentru cupru la 16 kHz — 0,2 mm). Apare deci evident mult mai raţională utilizarea unor fişii de cupru de 0,2 — 0,3 mm care se pot introduce simplu în crestătură, foarte aproape de conductoare, a căror rezistenţă ohmică este ridicată şi corespunzător pierderilor Joule coborîte.

Din acest moment articolul are un caracter experimental, autorul prezentînd rezultatele pentru încercări cu ecrane de diverse grosimi ce asigură ecranarea atît a conductoarelor din crestături cît şi a capetelor de bobine. Încercările au fost făcute pe două motoare identice de tracţiune de 300 kW, 3000 rot/min, unul standard, al doilea ecranat.

Astfel pentru frecvenţele de scînteiere, la o ecranare completă, la exemplarul îmbunătăţit inductanţele secţiei au scăzut în raportul de 3 :1. Pentru o ecranare numai în crestătură, mult mai simplu de realizat tehnologic, raportul devine 2 :1, ceea ce permite o creştere a vitezei motorului cu 60% faţă de cazul standard. Pentru aceeaşi viteză pierderile rotorice cresc la exemplarul modificat dar ţinînd cont de regimurile grele de funcţionare ale motoarelor de tracţiune, avantajele precumpănesc şi recomandă metoda de a fi folosită în construcţia de maşini electrice de curent continuu.

M.R.

CRONICĂ

A VII-a sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice ICPE (1950—1970)

În zilele de 23—26 septembrie 1970 a avut loc, în localul Universităţii din Bucureşti, „a VII-a sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice ICPE", cu prilejul aniversării a 20 ani de la înfiinţarea Institutului de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică.

Dat fiind caracterul jubiliar al evenimentului, la sesiune au participat, alături de numeroşi specialişti din cercetare, industrie şi învăţămînt, şi reprezentanţi ai unor unităţi de cercetare din ţări străine.

În cadrul şedinţei de deschidere, care s-a desfăşurat în aula Universităţii, după alocuţiunea introductivă a dierctorului institutului, dr. ing. Florin Tănăsescu, au luat cuvîntul prof. ing. Alexandru Nicolau, primul director al ICPE, prof. ing. Ion Bărbulescu, vicepreşedinte al Consiliului Naţional al Cercetării Ştiinţifice, ing. Ion Crişan, director general în Ministerul industriei construcţiilor de maşini şi ing. Nicolae Niţă, director al Centrului de cercetări GUAME-Craiova; după aceasta s-a prezentat participanţilor un film documentar privitor la activitatea institutului. Lucrările sesiunii s-au desfăşurat pe patru secţii şi anume:

I. Conversiunea energiei electrice. Maşini electrice şi transformatoare.
II. Aparate electrice. Tehnica tensiunilor înalte.
III. Acţionări electrice. Automatizări şi calcul electronic.
IV. Materiale electrotehnice.

În cadrul acestor domenii au fost incluse şi lucrări privind: calitatea, fiabilitatea şi protecţia climatică a produselor electrotehnice.

Textele comunicărilor, cu rezumate în limbile străine de largă circulaţie, multiplicate din timp, au fost puse la dispoziţia participanţilor, la deschiderea conferinţei. Acest lucru a înlesnit înţelegerea uşoară, chiar a referatelor expuse mai condensat, şi a creat o participare deosebit de activă la discuţii.

La secţia I s-au prezentat 23 de referate, tratîndu-se următoarele teme generale: calculul maşinilor şi transformatoarelor electrice; aspecte noi în construcţie şi tehnologie, încercări şi măsurători speciale; probleme de exploatare (condiţii speciale de funcţionare, protecţie, fiabilitate); comunicări în legătură cu noile procedee de transformare a energiei. Dintre problemele discutate, menţionăm următoarele:

— Încercările de ţinere la scurtcircuit ale marilor transformatoare şi autotransformatoare (ing. *Y. Tournier*, Franţa).

— Aspecte noi în construcţia transformatoarelor de putere (ing. *Ştefan Grosu*).

— Despre avantajele şi domeniul de utilizare al instalaţiilor de protecţie termică cu traductoare tip „Kaltleiter" (*K. Mosekov, I. Celakov, L. Peicev* şi *L. Panceva*, R.P. Bulgaria).

— Elemente constructive şi tehnologice ale motoarelor cu rotor disc şi conductoare lamelare (dr. ing. *D.F. Lăzăroiu*, ing. *S. Slaihăr* şi *Gh. Olaru*).

— Excitaţia de şoc la generatorul FI-15-2 (ing. *Valerius Stanciu*).

— Influenţa repartiţiei inducţiei magnetice asupra caracteristicilor unui canal magnetohidrodinamic cu o pereche de electrozi (prof. dr. ing. *Andrei Nicolaide*).

— Metoda de determinare a parametrilor maşinilor de inducţie (prof. dr. ing. *Toma Dordea*, ing. *Vasilievici Alexandru* şi *Ion Boldea*).

— Aprecierea tehnico-economică a transformatoarelor de joasă temperatură (dr. ing. *Klaus Müller* şi dipl. ing. *Horst Gerlach*, R.D.G.).

— Procedeul de turnare prin injecţie — un nou procedeu de impregnare cu agenţi de impregnare fără conţinut de solvenţi (*Joseph Schill* — R.S.C.).

La secţia a II-a s-au prezentat 30 referate, axate pe următoarele teme generale : procese tranzitorii în echipamentele de înaltă tensiune ; comportarea izolaţiei electrice a aparatelor electrice la descărcări parţiale ; scheme de încărcare a instalaţiilor pentru verificarea aparatelor de comutaţie de înaltă tensiune ; progrese în construcţia aparatajului de joasă tensiune ; arcul electric în aparatele electrice ; noutăţi şi metode de încercare în domeniul aparatelor electrocasnice.

Dintre comunicările prezentate în această secţie, citäm următoarele titluri :

— Descărcări corona de lungă durată într-un dielectric solid (*J. Chladek* — R.S.C.).

— Accelerator electrostatic de electroni cu energia de 1 MeV (ing. E. *Cramariuc*, dr. ing. *Fl. Tănăsescu*, fizician *M. Nachman* ş.a.).

— Consideraţii privind supratensiunile tranzitorii la întreruperea curenţilor de scurtcircuit cu siguranţele fuzibile (ing. *Ion Barbu* şi *Gheorghe Dumitrescu*).

— Cercetarea unor parametri ai sisteme or de contacte, în funcţie de uzură (*M. Panceva, L. Peicev, I. Ceakalov* şi *K. Moşekov*, R.P. Bulgaria).

— Realizări şi preocupări la ICPE în domeniul construcţiei instalaţiilor de impuls de tensiune (ing. *Chiril Popescu* şi *Theodor Vascan*).

— Scheme sintetice pentru încercarea întreruptoarelor de înaltă tensiune (ing. *Ion Marinescu* şi *V. Giurgiu*).

— Aspecte privind aparatura pentru măsurarea descărcărilor parţiale (ing. *I. Radu*).

— Trei referate privind aparatele electrocasnice moderne.

La secţia a III-a au fost prezentate 27 referate în legătură cu următoarele teme generale : automatizări privind îmbunătăţirea factorului de putere al reţelelor electrice ; redresoare electrice speciale, performanţe şi construcţie ; acţionări electrice în tracţiune şi foraj ; aplicarea calculelor electronice în proiectarea maşinilor, transformatoarelor şi aparatelor electrotehnice.

Citäm următoarele titluri de comunicări :

— Teoria buclei interioare de reglare a unui ondulor reglat prin impulsuri de durată variabilă (*Peter Heinz* — R.S.C.).

— Mecanism de acţionare reversibil a tiristoarelor, optim din punctul de vedere al timpului, pentru o maşină-unealtă (*Slavomir Suva* — R.S.C.).

— Modelarea proceselor tranzitorii din generatorul sincron cu sistem de reglare automată a excitaţiei (ing. *Florin Stănciulescu, Dan Florescu* şi *Radu Ghione*).

— Calculul maşinilor asincrone cu ajutorul calculatoarelor electronice. Algoritm şi program de calcul (*S. Gheorghe, P. Onica* ş.a.).

— Simularea unor procese tranzitorii într-o schemă electrică cu elemente neliniare, utilizînd un calculator numeric Eliott-4120 (*M. Sasu, A. Susea* ş.a.).

— Proiectarea cu ajutorul calculatoarelor a înfăşurărilor de joasă tensiune a transformatoarelor (*A. Moraru* ş.a.).

— Consideraţii privind încercarea motoarelor de acţionare a instalaţiilor de ridicat în vederea determinării performanţelor lor optime în diverse condiţii de lucru (ing. *M. Gudumac* ş.a.).

— Consideraţii cu privire la acţionarea maşinilor-unelte cu arbore electric (ing. *E. Marga* şi dr. ing. *Gh. Marga*).

— O serie de comunicări privind bateriile automatizate de condensatoare (ing. *M. Checiulescu* şi colectivul).

La secţia a IV-a au fost expuse 34 de comunicări, avînd ca teme generale : progrese în domeniul producerii şi caracterizării materialelor electrotehnice ; materiale epoxidice sau alte mase plastice în construcţia echipamentelor electrotehnice ; materiale izolante noi de clase superioare ; noi materiale magnetice ; materiale compozite şi perspectivele deschise de ele electrotehnicii. Dintre referatele prezentate amintim :

— Ceramică corindonică pentru electrotehnică (*L. Diaconu* şi *M. Onofrei*).

— Plasma de înaltă frecvenţă cu sursă de înaltă temperatură (*A. Costangioară* ş.a.).

— Trei referate privind periile electrice (*E. Melehova* ş.a.).

— Patru referate în legătură cu contactele electrice (diplom, chim. *P. Roman* şi colectivul).

— Patru referate privitoare la materialele izolante pe bază de răşini sintetice, printre care unul ţinut de *J. Schuster* (R.D.G.).

— Două referate relative la cartoane şi hîrtii izolante (*V. Stănculescu* ş.a.).

— Utilizarea fotoelasticităţii la proiectarea izolatoarelor (*T. Huidu, Al. Mihăilescu* şi *Gh. Popescu*).

În cadrul şedinţei plenare de închidere, dr. ing. *Florin Tănăsescu* a făcut un bilanţ al lucrărilor desfăşurate în zilele anterioare, după care a dat citire scrisorilor unor oameni de ştiinţă, străini, care nu au putut participa la sesiune. Au luat de asemenea cuvîntul dr. ing. *Klaus Müller* de la „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" — Berlin şi ing. *Aleš Pražák* de la Institutul pentru cercetarea aparatajului electric — Brno, care au apreciat în mod favorabil modul cum a fost organizată sesiunea, precum şi nivelul comunicărilor şi al discuţiilor.

Ing. *Aurel Bădescu*

A 23-a Sesiune CIGRÉ 1970

În intervalul 24 august-2 septembrie 1970 s-au desfăşurat la Paris lucrările celei de a 23-a sesiuni CIGRÉ. Ţara noastră a participat cu două rapoarte şi unele lucrări în cadrul comitetelor de studii.

În coloanele revistei se indică principalele aspecte ale preocupărilor în cadrul şedinţelor de lucru. De asemenea se relatează unele aspecte semnificate observate în excursiile de studii de către delegaţii participanţi.

1. Grupa 13 **Întreruptoare**

Problemele discutate s-au referit la tensiunea oscilantă de restabilire, trecerea curentului prin valoarea zero şi încercările sintetice, întreruperea curentului în reţelele de curent continuu FIT.

1.1. *Tensiunea oscilantă de restabilire*

1.1.1. Defectul la bornele întreruptorului. Tensiunea de restabilire care apare la bornele întreruptorului este mai severă decît se prevede în recomandările CEI în cazul tensiunilor mai mici decît 123 kV la încercarea de 30 % din puterea de rupere nominală. În cazul reţelelor cehoslovace de 220 şi 400 kV studiile efectuate cu ajutorul analizatorului de reţea arată condiţii mai severe decît cele prevăzute în recomandările CEI la încercările de 30, 60 şi chiar 100 % din puterea de rupere nominală.

1.1.2. Defectul kilometric. Primul segment de linie, adiacent unui post de transformare, este prevăzut cu aparate a căror capacitate faţă de pămînt este importantă, avînd valori 2 000—3 000 pF în cazul transformatoarelor de

tensiune inductive şi 6 000—7 000 pF în cazul divizoarelor de tensiune capacitive. Această situaţie determină modificarea tensiunii oscilante de restabilire în sensul că întîrzierea iniţială a TOR ia valori apreciabile, cuprinse între 1 şi 3 s. Încercările sintetice la care numărul de cuadripoli care modelează linia este redus conduc la puteri diferite de cele care apar realmente în reţele.

1.1.3. Întreruperea curenţilor capacitivi. Această problemă are un caracter mai general şi se referă la dispersia mecanică între elementele de întrerupere. Dispersia de 5 ms acceptată prin recomandările CEI este cu siguranţă mult prea mare, deoarece mai ales la întreruptoarele cu ulei conduce la o solicitare termică suplimentară a rezistenţelor de repartiţie a tensiunii de restabilire. Admiterea unei dispersii de 0,6 ms pentru un întreruptor de 765 kV este recomandabilă, dar în general valoarea dispersiei depinde de tipul întreruptorului. Întreruptoarele cu jet de gaz, care întrerup arcul într-o semiperioadă, nu ridică probleme critice.

1.1.4. Supratensiuni de comutaţie. Supratensiunile care constituie obiectul discuţiei sînt cele care apar la conectarea liniilor de foarte mare tensiune în gol. Valoarea supratensiunii depinde de faza închiderii întreruptorului şi de dispersia la închidere între polii întreruptorului. S-au efectuat cercetări avînd drept parametrii: momentul închiderii; dispersia între poli; sarcina reziduală.

Dacă un singur parametru variază, supratensiunea respectă distribuţia Gauss, dar această distribuţie nu se respectă dacă toţi parametrii variază o dată. Pentru reţele de 110—420 kV, în care există reductoare de tensiune inductive factorul de supratensiune, calculat prin metoda statistică, este de 1,2 la 1,3 la alimentarea liniei şi 1,3 la 1,6 la extremitate.

La liniile de foarte înaltă tensiune (765 kV) supratensiunile trebuie reduse sensibil astfel încît factorul de supratensiune să fie sub 1,5 la 1,7. Această diminuare este posibilă prin următoarele metode: conectarea sincronă; conectarea cu ajutorul rezistenţelor (3 rezistenţe la 765 kV); combinaţie între primele două metode.

Metoda inserţiei rezistenţelor pare a fi cea mai susţinută, întrucît închiderea sincronă prezintă dificultăţi de ordin tehnic. La tensiuni foarte înalte stabilirea nivelului supratensiunilor de comutaţie este hotărîtor pentru dimensionarea izolaţiei şi ca urmare prezintă interes economic deosebit.

1.2. *Trecerea curentului prin zero şi încercările sintetice.* Chestiunile discutate s-au referit la modelul matematic al arcului electric, principiul şi validitatea încercărilor sintetice în general, scheme particulare.

1.2.1. Modelul matematic al arcului. Au fost expuse diferite opinii în funcţie de întreruptorul experimentat. S-a admis că un model matematic este util pentru a explica fenomenele la trecerea prin zero a curentului (Mayr), dar că în cazurile particulare experimentate pot exista abateri de la acest model. Astfel în cazul întreruptoarelor cu gaz este convenabil a se folosi modelul Cassie înainte de trecerea prin zero şi modelul Mayr, după trecerea prin zero.

1.2.2. Principiul şi validitatea încercărilor sintetice. Şi aici opiniile prezentate au fost diferite. În momentul de faţă laboratoarelest răine dispun de o experienţă importantă astfel încît se poate depăşi etapa discuţiilor academice. O grupă de oratori susţin că echivalenţa cu încercările directe poate fi demonstrată teoretic pentru circuitul cu injecţie de curent. Alţi oratori susţin că, dimpotrivă, nici o încercare sintetică nu se poate echivala cu o încercare directă.

Cîteva idei esenţiale s-au putut desprinde:

— perfecţionarea circuitelor de încercări sintetice pentru a le face să reproducă încercările directe conduce la realizări de instalaţii tot atît de costisitoare ca şi cele de încercări directe. Din această cauză unele abateri se vor menţine:

— pentru practica încercărilor injecţia de curent conduce la diminuarea abaterilor;

— pentru încercări comparative numai metodele statistice sînt valabile, dar trebuie redus la minimum numărul de încercări.

1.2.3. Scheme particulare. Au fost propuse scheme, cu un al treilea circuit, pentru realizarea unei tensiuni de restabilire în curent alternativ.

Introducerea în cadrul recomandărilor CEI a noului parametru, întîrzierea iniţială, conduce la ideea de a-l reproduce şi în schemele de încercări sintetice.

1.3. *Întreruperea în reţelele de înaltă tensiune curent continuu.* Dificultatea întreruperii curenţilor în reţelele de curent continuu constă în apariţia supratensiunilor de comutaţie, datorită energiei magnetice acumulate în reţea. Printre soluţiile prezentate se remarcă soluţia americană (Lee) care constă din întreruptoare în vid cu circuite derivaţie pentru disiparea energiei în rezistenţe.

2. Grupa 14. **Materialul de conversie alternativ-continuu**

Subiectele dezbătute s-au referit la experienţa în exploatare, concepţia şi construcţia ventilelor, reglaje, influenţa caracteristicilor reţelei asupra concepţiei staţiilor terminale.

2.1. *Experienţa de exploatare.* S-au dat informaţii asupra exploatării următoarelor linii:

— legătura Volgograd-Donbass;
— legătura Konti-Skan;
— legătura Franţa-Anglia;
— legătura din Gotland;
— legătura Pacific.

Defecţiunile semnalate se referă la arcuri inverse în ventilele cu vapori de mercur, eclatoare cu tije care nu funcţionează corect, conturnarea izolatoarelor în regiuni poluate.

În proiect sînt următoarele linii:

— Nordul Kazahstan cu o tensiune de ± 750 kV, 6 000 MW, în lungime de 2 500 km;

— New Brunswick cu o tensiune de 2 × 80 kV, 320 MV.

2.2. *Concepţia şi construcţia ventilelor.* Se construiesc în mod curent tiristoare cu tensiuni inverse de 3,5 kV, curent nominal de 400 A şi cădere de tensiune directă de 1,2 V. S-a prezentat o cuvă cu două ventile răcite în ulei de 133 kV, 1 800 A. Fiabilitatea tiristoarelor este superioară transformatoarelor şi elementelor componente din circuitele de comandă. Protecţia tiristoarelor împotriva tensiunilor se realizează cu ajutorul descărcătoarelor conectate la bornele ventilelor. Pentru protecţia împotriva scurtcircuitelor se utilizează fie scurtcircuitoare de timp de închidere mai mic de 5 ms, fie se conectează în paralel mai multe tiristoare pentru a rezista la sporul de curent.

S-a subliniat că valoarea curentului de scurtcircuit în liniile de curent continuu este limitată mai ales de impedanţa internă a convertizorului. Rezistenţa liniei este relativ mică.

2.3. *Caracteristicile reţelei şi concepţia staţiilor terminale.* S-a constatat că există incompatibilitate între evoluţia factorului de putere şi stabilizarea reţelelor de curent alternativ cu putere mică de scurtcircuit. Folosirea calculatoarelor numerice este necesară pentru controlul puterilor active şi reactive în funcţie de puterea de scurtcircuit. Reţelele de curent continuă să crească numeric, iar puterile transmise devin din ce în ce mai importante.

3. Excursii tehnice

3.1. *Laboratorul de cercetări şi dezvoltare Alsthom din Massy*

În cadrul acestui laborator, demn de relevat, este pila de combustie de o construcţie originală.

Generatorul electrotehnic se compune dintr-un număr mare (sute, mii) de elemente asamblate compact. Fiecare element este compus dintr-o diafragmă semipermeabilă pe suprafaţa căruia se sprijină doi electrozi subţiri şi fără pori, cu o textură în formă de V sau de grilaj. Suprafeţele electrozilor sînt activate prin tratamente speciale. Electrozii însăşi sînt din oţel inoxidabil. Fiecare din semipile este spălată de o soluţie electrolitică. Una din soluţii transportă combustibilul şi alta comburantul. Combustibilul şi comburantul se consumă electrochimic pe măsură ce electroliţii avansează în element, iar energia chimică se transformă astfel direct în energie electrică. Soluţiile electrolitice (hidazină şi apă oxigenată) sînt foarte diluate şi ca urmare puţin corosive.

Modelul construit în mod curent are un volum de aproximativ 2 dm^3 şi produce o putere de 1 la cîţiva kW, în funcţie de combustibilul şi comburantul utilizat. Tensiunile de utilizare sînt cuprinse între 12 şi 120 V. Pile experimentale curent construite sînt de 2 kV. O pilă de 30 kW este studiată în vederea utilizării ei la autovehicule.

Injecţia combustibilului şi a comburantului se face prin punerea în soluţie sau în emulsie în electrolitul corespunzător. Puterea electrică furnizată este controlată prin reglarea debitului soluţiilor de electroliţi.

Se prevede folosirea pilelor Alsthom la aparate speciale submarine, batiscafe, locuinţe subacvatice, grupuri electrogene fixe şi mobile, tracţiune automobilă, tracţiune feroviară.

3.2. *Uzinele Merlin Gerin — Grenoble*

Această uzină fabrică material electrotehnic de curenţi tari şi curenţi slabi. Un mare interes îl prezintă categoriile de personal angajat al uzinelor, deoarece această uzină este dinamică în introducerea ideilor noi. Situaţia se prezintă astfel :

categoria	persoane angajate	procentaj, %
lucrători	3 750	54
funcţionari	860	12,5
desenatori	450	6,5
inginer şi cadre superioare	930	13,5
agenţi de calitate	300	4,5
agenţi tehnici	610	9
Total	6 900	100 %.

Principalele discuţii de dezvoltare în domeniul întreruptoarelor de înaltă tensiune sînt :

— întreruptoare de putere limită pînă la tensiunea de 765 kV;

— staţii blindate avînd drept izolant hexafluorură de sulf.

Întreruptoare de putere limită. Întreruptoarele construite pentru a fi exploatate în reţele de 765 kV sînt echipate — între altele — cu rezistenţe de conectare în două şi trei trepte. Pentru a creşte fiabilitatea aparatului unui modul de întrerupere îi revine o tensiune de aproximativ 100 kV, ceea ce este excepţional pentru o cameră de stingere cu aer comprimat. În acelaşi timp comanda oleopneumatică realizează durate de întrerupere de numai două perioade în reţelele de 60 Hz adică 33 ms, durată în care este inclusă durata arcului electric. Construcţia camerei de stingere a fost perfecţionată pentru a realiza o izolaţie în poziţia deschis fără a fi nevoie de un separator suplimentar, chiar pentru tensiuni de 100 kV pe cameră. Această perfecţionare permite a se folosi numai şase camere de stingere în serie pentru tensiunea de serviciu de 765 kV.

Staţii blindate cu hexaflorură de sulf. În prezent firma Merlin-Gerin are comenzi pentru posturi blindate de 245 şi 460 kV. Cu ajutorul acestei tehnici noi se rezolvă două probleme importante ;

— suprafaţa ocupată de post este aproximativ 1/10 din suprafaţa unui post clasic în aer liber, ceea ce prezintă avantaje deosebite în centre industriale şi în centre populare ;

— echipamentul activ al postului (bare, întreruptoare, separatoare, reductoare) fiind capsulat,, pericolul poluării este complet eliminat.

Prof. G. Hortopan

E 20410

SUMAR ANUAL ŞI INDEX ALFABETIC DE AUTORI

ANUL XVIII, 1970

SUMAR

1. **CZ 061. 3 Colectivităţi. Congrese**

CZ 061. 3 : 621. 3 „1970"

1. 1. *A doua conferinţă a electricienilor. Recenzie* (Lăzăroiu, D.F.).

1, 38—39

CZ 061. 3 : 621. 3 „1970"

1. 2. *Prima ediţie a Tîrgului internaţional Bucureşti.* Cronică (Constantin, M.).

8, 320

CZ 061. 3 : 621. 3 (498,31) I.P.B.

1. 3. * * **Cea de-a XIII-a sesiune ştiinţifică la Institutul politehnic* „Gheorghe Gh. Dej" Bucureşti. Cronică (Carabulea, A.).

10, 403—404

CZ 092 : 538 : 01

1. 4. *150 de ani de la descoperirea electromagnetismului.* Aniversări (Florea, C. I).

7, 269—271

CZ 092 : 621. 3 Karpen

1. 5. *Nicolae Vasilescu — Karpen* (1870—1964) Aniversări (Marinescu, M.)

5, 189—191

CZ 092 : 621. 3

1. 6. *Editura tehnică la a 20-a aniversare.* Aniversări (Croitoru, M).

6, 232

CZ 061. 4 (43) : 621. 3 „1970"

1. 7. *Tîrgul de primăvară de la Leipzig* — 1970. Cronică (Constantin, M).

5, 191

2. CZ 51/53 Ştiinţe Matematice şi Fizice.

CZ 518. 5 : 681. 32

2. 1. A. Ralston şi H. S. Wilf. *Metode matematice pentru calculatorul digital.* Recenzie (Stănciulescu, Fl.).

9, 362—363

CZ. 53 : 621. 312. 001.

2. 2. Marinescu, A.: *Consideraţii privind comanda optică cu inerţie redusă în instalaţiile de încărcare.*

12, 462—468

CZ 535. 245. 1 : 621. 326

2. 3. Vatamanu, O : *Contribuţii cu privire la utilizarea diagramei, Rousseau în cazul curbelor fotometrice alungite în vederea determinării factorilor fotometrici.*

6, 226—229

CZ 536. 21+538. 54. : 621. 3. 011. 6. 001. 24

2. 4. Mocanu, C. I.: *Contribuţii la studiul parametrilor de timp ai fenomenelor de difuzie.*

10, 365—375

CZ 538. 122 : 621. 3. 082. 74

2. 5. Daba, D.: *Asupra experimentării forţelor superficiale exercitate de cîmpul electromagnetic în medii fluide printr-un procedeu de limită.*

8, 273—275

CZ 620. 93. 538. 4

2. 6. Rosa, J. R. *Transformarea magnetohidrodinamică a energiei.* Recenzie (Stănciulescu, Fl.).

2, 70—71

2. 7. Referate: 2 (1); 4 (1).

3. CZ. 621. 3 Electrotehnică generală

CZ 621. 3. 01 : 621. 312

3. 1. Segal, S. *Progrese importante în industria electrotehnică.*

9, 321—322

CZ 621. 3. 014. 32 : 538. 313 : 621. 316. 57.

3. 2. Herşcovici, B.: *Forţele electrodinamice între două bare conductoare paralele, cu secţiunea dreptunghiulară, dispuse nesimetric.*

10, 390—394

CZ 621. 3. 017. 7 : 621. 364. 15

3. 3. Galan, N. şi Cotta, Al. *Încălzirea prin inducţie a pieselor metalice la frecvenţă industrială.*

2, 41—47

CZ 621. 3. 066. 6 : 621. 3. 017. 7.

3. 4. Hortopan, Gh. *Relaţii noi privind încălzirea contactelor electrice.*

11, 405—409

CZ 621. 3. (21.4) (43)

3. 5. Siemens. *Memoratorul inginerului electrician.* Recenzie: (Măgureanu, R.).

2, 70

3. 6. Referate: 1 (1), 2 (2), 4 (2), 7 (1), 8 (3), 9 (2), 10 (1).

4. CZ 621. 311. Centrale electrice. Instalaţii de alimentare cu energie electrică.

CZ 621. 311 : 532. 5 : 538. 3

4. 1. * * * *Generatoare magnetohidrodinamice.* Recenzie. (Carabulea, A.)

1, 32—33

5. CZ 621. 312. Industrie electrotehnică.

CZ 621.312—75.004.4

5.1. Pitiş, I., Lăcătuşu, V. şi Polcovnicu, R.: *Biodeteriorarea şi influenţa sa asupra fiabilităţii produselor electrotehnice.*

7, 260—264

CZ 51 :01 :621.312

5.2. Hyvärinen Lassi. *Modelarea matematică a proceselor industriale.* Recenzie (Stănciulescu, Fl.).

7, 267

5.3. Referate: 1 (2), 8(2)

6. CZ. 62.313. Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare.

CZ 621.313.1.013.23.001.24

6.1. Nedelcu, V.: *O nouă formulare a ecuaţiei de mişcare a rotorului.*

5, 155—159

CZ 621.313.1.042.3

6.2. Boldea, I.: *Asupra calculului factorului lui Carter.*

7, 236—241

CZ 621.313.2.014.332

6.3. Murgu, Zaira: *Comportarea motorului de curent continuu în regim tranzitoriu.*

7, 241.—248

CZ 621.313.17.016.1.001.2

6.4. Bucurenciuc, S. şi Crăciunescu, A.: *Asupra expresiei cuplului electromagnetic al maşinilor electrice cu întrefier neuniform.*

9, 324—330

CZ 621.3.313.1 :681.14

6.5. Sasu, Mimi, *Simularea unor procese tranzitorii într-o schemă electrică cu elemente neliniare utilizînd un calculator numeric ELLIOTT-4120.*

12, 455—462

CZ 621.313.22.012.8 :681.332.64

6.6. Stănciulescu, Fl., Florescu, D. şi Ghione, R.: *Un model matematic al maşinii sincrone pentru calculator analogic.*

9, 330—336

CZ 621.313.312 :549.064.

6.7. Lăzăroiu, D. F., Brill, A. şi Cristescu, M. *Contribuţii la studiul siguranţei în funcţionare a echipamentelor electrotehnice din punct de vedere al solicitărilor climatice.*

12, 441—445

CZ 621.313.32.011.3 :621.317.334.014.33

6.8. Oprişan, P.: *Cu privire la determinarea parametrilor interni ai maşinii sincrone.*

4, 129—133

CZ 621.313.32.044.32 :621.314.63—523

6.9. Măgureanu, R.: *Caracteristicile maşinii sincrone cu poli înecaţi alimentată de la un ondulator cu tiristoare autocomandat. Funcţionarea la unghi intern constant.*

8, 276—284

CZ 621.313.32—573.042.12 :621.3.018.143

6.10. Nicolaide, A. şi Drăgănescu, O. *Influenţa saturaţiei asupra caracteristicilor de pornire în asincron ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi.*

4, 121—128

CZ 621.313.322.044.53.

6.12. Măgureanu, R. *Studiul teoretic şi experimental al maşinii sincrone cu poli aparenţi, alimentată de la un comutator electronic.*

11, 410—416

CZ 621.313.323.016.35 :681.322

6.13. Micu, E. *Program pentru determinarea limitei stabilităţii motorului sincron la frecvenţe joase cu calculatorul numeric.*

9, 336—339

CZ 621.313.323.016.352 :621.3.029.42

6. 14. Micu, E.: *Funcţia de transfer şi stabilitatea motorului sincron la frecvenţe joase şi cuplu rezistent variabil.*

3, 83—92

CZ 621.313.325.025.2.001.2

6.15. Saal, C.: *Teoria oscilomotorului bifazat sincron reactiv.*

1, 1—7

CZ 621.313.333/335.004.2

6.16. Bergman, I., Teodoru, E. şi Leonte, P.: *Unele observaţii privind funcţionarea maşinii asincrone în cascadă cu o maşină trifazată serie cu colector.*

4, 134—138

CZ 621.313.333.012.001.24 :681.14

6.17. Wächter, I.: *Un program pentru proiectarea motoarelor asincrone utilizînd calculatoare electronice de capacitate mică.*

1,7—12

CZ 621.313.333.042.53 :621.3.013.22

6.18. Dîmboiu, E.: *Studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul şi în miezul statorului unui motor liniar cu cîmp mobil.*

3,77—83

CZ 621.313.333.2.013.22

6.19. Andrei, R.: *Determinarea repartiţiei cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar cu inductorul în scurt şi conexiunea serie a bobinajului.*

11, 417—425

CZ 621.313

6.20. Vajnov, I. A. *Maşini electrice.* Recenzie. (Curiac, Gr.).

8, 315—316

CZ 621.313.001.1.017

621. Bourne, R.: *Încercările maşinilor electrice rotative.* Recenzie (Curiac, G.).

12,

6.22. Referate: 1 (2),2(4), 3(4), 4(2), 5(7), 6(2), 8(1), 9(2), 10(5).

7. CZ 621.314. Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice.

CZ 621.314.2 :621.313

7.1. Moraru, A., Mereanu, A. şi Cahaner Sofia: *Optimizarea tehnico-economică a transformatoarelor trifazate cu ajutorul calculatoarelor numerice.*

1,13—23

CZ 621.314.2 :621.315.615.2

7.2. Ciubotaru, I. Bărcănescu, V. şi Repeteanu, F.: *Fenomene de cataliză în transformatoarele de putere în ulei.*

8, 285—288

CZ 621.314.22.011.001.24

7.3. Crişan, O. *Cu privire la ecuaţiile de funcţionare ale transformatoarelor trifazate.*

3, 92—99

CZ 612.314.224.3.013.001.24

7.4. Braşovan, I.: *Metoda grafică de determinare a curentului secundar al transformatorului de curent în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic.*

1,29—32

CZ 621.314.263 :538.639

7.5. Lăpuşan, V. *Defazor cu traductoare magnetorezistive.*

12, 425—455

CZ 621.314.632.001.12

7.6. Silard, A.: *Probleme actuale de dezvoltare în tehnica elementelor semiconductoare de siliciu cu structura pnpn.*

4, 139—145

CZ 621.314 :621.32

7.7. Kraiţberg, M. I. şi Sikuti, E. V. *Metode de reglare prin impulsuri a circuitelor de curent continuu cu ajutorul tiristoarelor.* Recenzie (Silard, A.).

5, 184

7.8. Referate: 1 (4), 2(2), 4(3), 5(2), 6(1), 7(1), 10).

8. CZ 621.316. Transmisia energiei electrice. Linii aeriene Cable. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii.

CZ 621.315 :614.72.002.1

8.1. Nicola, Gr.: *Materiale stratificate cu înalte proprietăţi, pentru ştanţare.*

9, 349—354

CZ 621.315.014 :538.542

8.2. Hortopan, V.: *Răspunsul la excitaţia treptată de curent a conductorului cilindric plin.*

4, 117—121

CZ 621.315.1.015.34 :621.3.014.3

8.3. Wagner, E.: *Contribuţii la calculul supratensiunilor la conectarea liniilor de transport la un sistem cu putere de scurtcircuit finită.*

6, 193—199

CZ 621.315.5.015.33 :538.542

8.4. Hortopan, V.: *Răspunsul la excitaţie treptată de curent a conductorului tubular.*

5, 160—166

CZ 621.315.614.4/7 :621.3/2

8.5. Nicola, Gr. *Noi tipuri de materiale stratificate cu suport hîrtie pentru scopuri electrotehnice.*

2, 47—53

CZ 621.315.616.96—757

6.6. Kemeny, R. şi Cojocaru, C. *Materiale pentru realizarea conductoarelor electrice speciale (L.D.E.) rezistente la motorină.*

7, 248—251

CZ 621.315.617.4

9.7. Pîrligras,E,. Teodorescu,M., Curelea, V. şi Chivăran, C. *Cercetări informative privind influenţa anumitor medii chimice asupra lacurilor de impregnare a înfăşurărilor de clasa B de izolaţie.*

7, 252—256

CZ 621.315.619.1 :317.333.

8.8. Lapohos, I. şi Gîju Stela: *Variaţia caracteristicilor dielectrice la policlorură de vinil, în funcţie de tratamentul termic la frecvenţa de 440 kHz.*

2, 68—69

CZ 621.315.619.1.001

8.9. Stere, E.: *Amestecuri epoxidice de turnare cu caracteristici îmbunătăţite.*

2, 54—61

CZ 621.315.616.96

8.10. Brunis, P. F. ş.a. *Plaste pentru izolaţii electrice,* Recenzie. (Antoniu, M.).

8, 316

CZ 621.315. :621.36 :538

8. 11. Avramescu A.: *Durata de pătrundere a cîmpului electromagnetic şi a cîmpului termic în conductoare.* Recenzie. (Nicolaide, A.).

9, 362

8.12. Referate: 1(2), 2(1), 3(1), 4(1), 5(1), 7(3), 8(5), 9(3), 10(1).

9. CZ 621.316. Redistribuirea energiei electrice. Rețele. Redeschiderea și închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecția aparatelor și instalațiilor.

CZ 621.316.310—758.027.25.001.4.

9.1. Antohi, C. și Pîrligras Ecaterina. *Comportarea unor aparate electrice de joasă tensiune în microclimat agresiv.*

1, 24—28

CZ 621.316.57.014.31 :621.3.064.44

9.2. Serbănescu, M.: *Durata arcului electric și lungimea lui de stingere în aparatele de medie tensiune cu reglaj magnetic.*

9, 339—348

CZ 621.316.57.064.3 :621.317.382.012.8.

9.3. Marinescu, I.: *Scheme sintetice pentru verificarea capacității de comutație a întreruptoarelor în domeniul curenților intenși.*

5, 166—175

CZ 621.316.5—7.064.31 :621,315.1.

9.4. Sasu, Mimi. *Modelarea analogică a unei scheme sintetice care simulează defectul Kilometric și stabilirea zonei de solicitare maximă a întreruptorului încercat.*

8, 289—295

CZ 621.316.74 :621.382.3

9.5. Popescu, V. Dogaru, I. și Pop, A.: *Termoregulator proporțional cu tiristor.*

2, 62—65

CZ 621.316.849.001.24

9.6. Suciu, I.: *Calculul parametrilor principali ai reostatelor cu rețele din elemente rezistoare din plăci subțiri curbate.*

6, 208—215

CZ 621.316.923.9 :628.972 :625.2.

9.7. Barbu, I. și Dumitrescu, Gh. *Protecția instalației electrice de pe vagoanele de călători CFR.*

6, 216—221

CZ 621.316.932.011.1.001.57 :681.332.05

9.9. Curiac, Gr.: *Modelarea de comutație cu ajutorul unui calculator analogic.*

2, 65—68

CZ 621.316.925.43.004.

9.8. Panait, V. Titz, Gh. și Truşcă, V.: *Relații de calcul la mecanismele de inducție cu spire în scurtcircuit.*

10, 395—400

CZ 621.316.5 :621.382.3 :681.32

9.10. Auen, F. L. *Comutatoarele fără contact și circuite de numărătoare cu tiristoare.* Recenzie (Silard, A.).

6, 229—230

9.11. Referate: 1(2), 3(1); 4(2), 7(1), 9(5).

10. CZ 621.317. Tehnica mărimilor electrice. Aparate de măsură.

CZ 621.317 :621.313.312

10.1. Rîulescu, I. *Solicitarea reală a motoarelor de ascensor.*

12, 446—451

CZ 621.317.373.021 :538.632

10.2. Heler, A. și Daba, D.: *Varmetre Hall pentru măsurarea puterilor reactive din circuitele monofazate cu tensiuni sau curenți mici.*

3, 105—111

CZ 621.317.382 :538.652

10.3. Frănkel D. și Lăpuşan Valeria: *Măsurarea pierderilor prin efect Joule-Lenz pe linii folosind traductoare magnetorezistive.*

7, 256—260

CZ 621.317.382.012.8 :681.31

10.4. Sasu Mimi: *Determinarea parametrilor și analiza funcționării unor scheme de încercări sintetice cu ajutorul calculatoarelor electronice.*

5, 175—183

CZ 621. 317. 382. 064. 3: 621.3. 012. 8

10. 5. Sasu, M.: *Analiza influenței diferiților parametri ai unei scheme de încercări asupra formei tensiunii de restabilire.*

6, 199—208

CZ 621. 317. 43. 017. 3 : 621.3. 083. 4

10. 6. Szabo, W.: *O punte cu comparator de curent pentru măsurarea pierderilor magnetice.*

8, 295—300

CZ 621. 318. 431. 083. 6

10. 7. Sorohan, M. și Boghian, L.: *Metodă diferențială de măsură a pierderilor în probe feromagnetice mici.*

7, 265—266

CZ 621.317. 33 : 537. 538

10. 8. Young, L.: *Sisteme de unități de măsură în electricitate și magnetism.* Recenzie. (Silard, A).

12, 469

10. 9. Referate: 1(1), 2(2), 3(4), 5(2), 6(1), 7(1), 8(3), 10(1).

CZ 621. 318.

11. CZ 621.318 Aplicații industriale ale magnetismului și magneților. Electromagneți.Relee.

CZ 621. 318. 2. 002

11. 1. Cedighian, S.: *Evoluția magneților permanenți în ultimele două decenii.*

10, 382—389

CZ 621. 318. 371. 011. 3. 004. 24

11. 2. Dinculescu, P.: *Calculul inductivității electromagnetului de tip dublu cu armături inegale și cu întrefier suplimentar pe coloana centrală.*

9, 355—362

CZ 621. 318. 435. 2 : 621. 373. 414

11. 3. Suchar, I., Crețu, A. și Șerban, Gh.: *Contribuții la studiul circuitului ferorezonant serie.*

10, 376—381

11. 4. Referate: 3(2), 10(1)

12. CZ 621.319. Condensatoare.

CZ 621. 319. 51. 015. 533 : 621. 317. 333. 82

12. 1. Tănăsescu, Fl. *Aplicații ale sistemului de electrozi vîrf-placă și vîrf-semisferă în tehnica descărcărilor parțiale.*

3, 99—104

CZ 621. 319. 2(022)

12. 2. Renne, V. T. *Condensatoare electrice.* Recenzie. (Silard A).

6, 230

12. 3. Referate. 3(1), 5(1)

CZ 621. 327

13. CZ 621.327 Iluminatul electric. Referate: 5(1), 7(1).

14. CZ 621, 34. Acționări electrice

CZ 621. 333. 077. 2.

14. 1. Popovici, Vl. şi Hurduc, Gh. *Folosirea unui motor de antrenare la probele de sarcină în opoziţie a generatoarelor de tracţiune de la locomotiva diesel electrică de 2 100 CP.*

11, 426—428

CZ 621. 34 : 621. 313. 2. 012. 6 : 621. 3. 016. 352

14. 2. Marga, Gh.: *Ipotezele simplificatoare privind studiul comportării dinamice a arborelui electric.*

11, 428—435

CZ 621. 34. 016. 352 : 621. —319. 4

14. 3. Marga, Gh.: *Îmbunătăţirea stabilităţii statice şi dinamice a arborelui electric prin introducerea condensatoarelor în circuitele statoarelor maşinilor auxiliare.*

8, 301—308

CZ 621. 34 : 621. 313

14. 4. Vesnevschi, M. S. *Caracteristicile motoarelor utilizate în acţionări electrice.* Recenzie (Gudumac, M.).

10, 401

14. 5. Referate : 3(1), 5(1)

15. CZ. 621. 35. Electrochimie. Referate : (2)1, 5(1).

16 CZ 621. 372. Propagarea dirijată a oscilaţiilor electrice.

CZ 621. 372. 4 : 012. 8.

16. 1. Miron, C.: *Asupra echivalenţei la borne a dipolilor electrici.*

6, 221—225

CZ 621. 372. 4. 018. 32

16. 2. Voicu, M.: *Asupra unei proprietăţi a dipolilor liniari pasivi funcţionînd în regim permanent periodic nesinusoidal.*

7, 233—236

CZ 621. 372. 5. 015. 34

16. 3. Adămuţ, I.: *Contribuţii privind propagarea undelor pe lanţuri de cuadripoli.*

5, 149—154

17. CZ 621. 382. 3. Tranzistoare.

CZ 621. 382. 3. : 601. 32.

17. 1. Kagan, V. G. ş.a. *Sisteme neliniare cu tiristoare.* Recenzie. (Silard, A.).

3, 112

17. 2. Referate : 1(1), 3(1), 6(1), 9(2).

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

Adămuţ, I. : 16. 3
Andrei, R. : 6.19
Antohi, C. : 9.1,
Antoniu, M. : 8.10
Barbu, I. : 9.7
Bărcănescu, V. : 7.2
Bergman, I. : 6.16
Boghian, L. : 10.7
Boldea, I. : 6.2
Braşovan, I. : 7.4
Brill, A. : 6.7
Bucurenciuc, S. : 6.4
Cahaner Sofia. : 7.1
Carabulea, A. : 1.3, 4.1
Cedighian, S. : 11.1
Chivăran, C. : 8.7
Ciubotaru, T. : 7.2
Cojocaru, C. : 8, 6
Constantin, M. : 1.2, 1.7
Cotta, Al. : 3.3.
Crăciunescu, A. : 6.4
Creţu, A. : 11,3
Crişan, O. : 7.3
Cristescu, M. : 6.7
Croitoru, M. : 1.6
Curelea, V. : 8,7
Curiac, Gr. : 6.20, 6.21, 9.9
Daba, D. : 2.5, 10.2
Dîmboiu, E. : 6.18
Dinculescu, P. : 11.2
Dogaru, I. : 9.5
Drăgănescu, O. : 6.10
Dumitrescu, Gh. : 9.7
Florea, C. I. : 1.4
Florescu,D. : 6.6
Fränkel, D. :10.3
Galan, N. : 3.3
Giju Stela : 8.8
Ghione, R. : 6.6
Gudumac, M. : 14.4
Heler, A. : 10.2
Herşcovici, B. : 3.2
Hortopan, Gh. : 3.4
Hortopan, V. : 8,2, 8.4
Hurduc, Gh. : 14.1
Kemény, R. : 8.6
Lapohos, I, : 8.8
Lăcătuşu, V. : 5.1
Lăpuşan Valeria : 7,5 10.3
Lăzăroiu, D.F. : 1.1, 6.7
Leonte, P. : 6.16
Marga, Gh. : 14.2, 14.3
Marinescu, A. : 2.2
Marinescu, I. : 9.3
Marinescu, M. : 1,5
Măgureanu, R. : 3,5, 6.9, 6.12
Mereanu, A. : 7.1
Micu, E. : 6.13, 6.14
Miron, C. : 16.1
Mocanu, C. I. : 2.4
Moranu, A : 7,1
Murgu Zaira : 6.3
Nedelcu, V. : 6.1
Nicola, Gr. : 8.1, 8.5
Nicolaide, A. : 6.10, 8.11
Opaschi, M. : 6.11
Oprişan, P. : 6.8
Panait, V. : 9.8
Pitiş, I. : 5.1
Pîrligras Ecaterina, 8.7, 9.1
Polcovnicu, R. : 5,1
Pop, A. : 9.5
Popescu, V. : 9.5
Popovici, Vl. : 14.1
Repeteanu, F. : 7.2
Riulescu, I. : 10.1
Saal, C. : 6.15
Sasu Mimi : 6.5, 9.4, 10.4, 10.5
Segal, S. : 3.1
Silard, A. : 7,6, 7.7, 9.10, 10.8, 12.2, 17.1
Sorohan, M. : 10,7
Stănciulescu, Fl. : 2,1, 2.6, 5.2, 6.6
Stere, E. : 8.9
Suchar, I. : 11.3
Suciu, I. : 9.6
Szabo, W. : 10.6
Şerban, Gh. : 11.3
Şerbănescu, M. : 9.2
Tănăsescu, Fl. : 12.1
Teodoru, E. 6.16
Teodorescu, M. : 8.7
Titz, Gh. : 9.8
Toader, S. : 7.5
Truşcă, V. : 9.8
Vatamanu, O. : 2.3
Voicu, M. : 16.2
Wagner, E. : 8.3
Wächter, T. : 6.17

TEMATICA REVISTEI

1. Electrotehnică generală

1.1. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică.
1.2. Adoptarea mașinilor de calcul electrice, analogice și cifrice în problemele specifice.
1.3. Elemente logice în electrotehnică.
1.4. Tipuri noi de materiale semiconductoare. Tehnologii specifice.
1.5. Electrotehnică criogenică.
1.6. Aplicații moderne ale efectului Peltier. Pile termoelectrice.
1.7. Teoria generală a plasmei și domeniile de utilizare în știință și tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.
1.8. Generarea curentului electric prin sistemul M.H.D.
1.9. Pile termoionice.
1.10. Invenții și inovații în electrotehnică. Descoperiri științifice cu aplicații în electrotehnică.

2. Industria electrotehnică

2.1. Fiabilitatea produselor electrotehnice.
2.2. Criterii de realizare a seriilor. Concepția teoretică și constructivă.
2.3. Îmbunătățirea calității produselor prin proiectări, alegerea și controlul eficace al calității materialelor și al procesului de fabricație. Mărirea duratei de viață.
2.4. Introducerea mecanizării și automatizării în procesele tehnologice ale producției. Linii automate de prelucrat, repere de serie. Produse electronice automatizate.
2.5. Fabricația bunurilor de larg consum. Încercări de verificarea performanțelor. Criterii de stabilire a programului de încercări pentru determinarea nivelului calității. Protecție față de acțiunea mediului ambiant. Dimensionarea produselor ținînd seamă de condiițile reale de exploatare.
2.6. Problemele exportului de utilaj electrotehnic. Produse bazate pe invenții și licențe.
2.7. Combaterea coroziunii. Acoperiri de protecție. Ambalaje.

3. Mașini electrice

3.1. Activarea răcirii prin ventilație. Îmbunătățirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul și experimentări pentru evaluarea efectului de răcire.
3.2. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibrațiilor și al zgomotului produs. Importanța utilizării materialelor noi izolante și magnetice și tehnologiile lor specifice. Izolații moderne de înaltă tensiune, tehnologii de utilizare, metode de încercare.
3.3. Pătrunderea undelor de impuls la mașini. Lămurirea fenomenelor fundamentale, elaborarea de metode și aparate de măsurare. Elaborarea de metode de defectoscopie pe bază de impulsuri și introducerea lor în fabricație.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia și fabricația seriilor unitare de mașini asincrone. Serie de mașini asincrone cu poli comutabili dezvoltată din seria actuală de mașini asincrone normale. Seria unitară de mașini asincrone de 100 — 1 000 kW. Serie unitară de mașini asincrone din execuție antiexplozivă grad de protecție Exa III G 3 (STAS 6789 — 63).
3.5. Mașini electrice speciale. Generatoare de medie frecvență. Mașini de sudură speciale. Mașini cu înfășurări imprimate și motoare fracționare (micromotoare) cu destinație specială.
3.6. Generatoare M.H.D. Generatoare ionice.
3.7. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode și scheme de reglare cu și fără excitatoare.
3.8. Soluții moderne de reglarea vitezei motoarelor electrice cu curent continuu și alternativ.
3.9. Dimensionarea și construcția mașinilor cu porniri și inversiuni frecvente.

4. Transformatoare

4.1. Forțarea răcirii transformatoarelor mari, cu aer și cu ulei. Construcția răcitoarelor cu randament mare.
4.2. Stabilirea transformatoarelor electrice la scurtcircuit.
4.3. Stabilirea la impulsuri de tensiune. Repartizarea tensiunii de impuls pe înfășurări la diferite conexiuni.
4.4. Coordonarea și reducerea degresivă, progresivă a izolației. Scăderea nivelului de izolație internă.
4.5. Seria unitară de transformare cu bobinaj de aluminu. Principii de dimensionare optimă.
4.6. Transformatoare uscate, antideflagrante, antiexplozive. Metode de proiectare, experimentări pe modele.

4.7. Reglajul sub sarcină al transformatoarelor şi autotransformatoarelor. Soluţii constructive.
4.8. Comportarea transformatoarelor cu tole texturate.
4.9. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune.
4.10. Transformatoare speciale cu multe trepte în secundar pentru cuptoare cu inducţie la frecvenţa reţelei.

5. Mutatoare

5.1. Redresorul cu siliciu, simplu şi comandat Performanţe, fabricare, experimentări utilizări.
5.2. Convertizoare statice de sudură.
5.3. Convertizoare statice de fază şi de frecvenţă.

6. Materiale electrotehnice

6.1. Aluminiu ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică.
6.2. Aliaje rezistive. Posibilităţi de fabricare în ţară.
6.3. Cabluri şi conductoare izolante. Tehnologie. Proprietăţi.
6.4. Izolanţi superiori. Mică, micabandă, micafoliu. Materiale plastice noi. Elaborarea, tehnologia, proprietăţile şi utilizările materialelor epoxidice, poliesterice etc.
6.5. Turnarea în răşini epoxidice a bobinajelor şi izolatoarelor.
6.6. Ceramică electrotehnică. Izolatoare-clopot din sticlă călită.
6.7. Stabilitatea utilajelor în condiţii de exploatare.
6.8. Proprietăţile şi tehnologia prelucrării tolei texturate şi tolei netexturate moderne.
6.9. Dielectrici cloruraţi şi gazele electronegative.
6.10. Tehnica bimetalelor.

7. Echipamentele reţelelor electrice

7.1. Staţii şi posturi cu calcule prefabricate, comandate automat.
7.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune.
7.3. Dezvoltarea de panouri miniaturizate.
7.4. Contactoare moderne. Studii şi experimentări privind cinematica, privind comportarea lor pe sarcini capacitive şi comportarea la solicitări de durată.
7.5. Condensatoare. Soluţii constructive noi.
7.6. Întreruptoare de înaltă tensiune. Performanţele camerelor de stingere. Principiul modulului aplicat în construcţia întreruptoarelor de înaltă tensiune. Întreruptoare autonome. Echipament aferent întreruptoarelor pentru diminuarea supertensiunilor de comutaţie.
7.7. Serii unitare de siguranţe fuzibile: rapide, ultrarapide şi cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului.
7.8. Descărcătoare cu rezistenţă variabilă cu suflaj magnetic. Teoria şi eficacitatea suflajului magnetic.
7.9. Regulatoare de putere de frecvenţă în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer. Reglajul tensiunii şi curentului cu amplificatoare magnetice.
7.10 Siguranţa în funcţionare a echipamentelor electrice, metodologie, scheme şi rezultate experimentale.
7.11. Posturi de transformare bilindate de înaltă tensiune.

8. Măsurări electrice

8.1. Oscilografe. Descrierea funcţionării, aplicaţii speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.
8.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenţilor, puterii etc.
8.3. Aparate numerice de măsură, construcţie, utilizare, precizie.
8.4. Măsurarea variaţiei cuplului maşinilor asincrone.
8.5. Metode moderne de măsură. Aplicare de noi principii.

9. Utilizări

9.1. Tracţiunea electrică şi Diesel electrică. Sistemul cu frecvenţă industrială în firul de cale. Scheme electrice.
9.2. Acţionări electrice moderne cu comandă automată statică (cu elemente logice de comandă automată).
9.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalaţii de alimentare cu curent continuu. Microacumulatoare. Acumulatoare cu destinaţie specială şi baterii galvanice.
9.4. Aparate electrotermice casnice, construcţii moderne şi performanţe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcţionare şi reglare automată.
9.5. Iluminatul electric modern cu lămpi fluorescente. Schema pentru conectarea şi gruparea tuburilor.

10. Probleme de organizare şi economia producţiei

10.1. Introducerea calculatoarelor electronice pentru conducerea eficientă a întreprinderilor electrotehnice.
10.2. Conducerea ştiinţifică a întreprinderilor cu profil electrotehnic.

CONTENTS

DC 621.3.019.3 : 620.193.21

Lăzăroiu D. F., Brill Adriana and *Cristescu M.* : **Studying the work surety of the electrotechnical equipments from the point of view of climatic stress.**

Electrotehnica **18**, nr. 12 dec. 1970, p. 441—445

The authors analyse depending on the influence of medium factors the extent to what the theory and practice of interpretation, peculiar to the work surety, can be applied to the study of the behaviour of the products exploited in different climatic conditions. Some examples which point out the contribution of the theory of the surety of work to the planning, oftests, work up and interpretation of the results are given. This method permits to establish certain ways of the research in this field.

DC 621.313.33 : 621.876.114

Riulescu I. : **The real stress of lift motors.**

Electrotehnica **18**, nr. 12 dec, . 1970, p. 446—451

For the knowledge of the stress in the real work of two — speed asynchronous motor used to the house lifts, an energy balance was made, showing that the intermittence represents a decisive factor for the heating action.

The measurements and registrations carried out in practice confirm that the motor works in switching-over regime and its thermic stress is subnominal.

A diagram of the extreme values indicates the maximum value of the cycle number and shows that it is hardly probable to meet the noxious effect of this stress.

DC 621.317.39.084.2 : 538.65 : 621-52

Lăpușan Valeria : **Phase changer with magnetoresistive transmitters.**

Electrotehnica **18** nr. 12, dec. 1970 p. 452—455

The author presents a phase changer carried out by means of a magnetoresistive transmitter. It is a new application of the magnetoresistive sounds which can be utilized in the automatic control systems.

DC 621.316.542.022.001.4 : 681.32

Sasu Mimi, Susea, A., Gheorghe, V. and *Alcea, Tr.* **The similation of some transitory processes by means of an electric diagram with unlinear elements useing a digital computer Elliott-4120.**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970 p. 455—462

The paper presents the simulation on a digital computer of the work of a synthetic test diagram at the breaking capacity of the high tension switches. After a succinct analyse of the work of the synthetic test diagram Weil-Dobke, the authors present a determinations method of the periods when different connections and disconnections in the diagram are produced, the algorithm, the logical diagram and the calculus programme, starting from the hypothesis that in the arc at the terminals of the tested and auxiliary switch, the voltages have certain forms. In the last section of the paper, are presented for examples some variation diagrams depending on the time of the currents and of the more important voltages, from the Weil-Dobke diagram. This diagrams were obtained by means of the digital computer Elliott-4120.

DC 621.383 : 621.374

Marinescu, A. and *Marinescu Ecaterina* : **Considerations concerning the optic control with reduced inertia in test-standes.**

Electrotehnica **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 462—468

The authors present the modern principles of the impulse optic control, the producing of optic implsues (laser, luminiscent diode, tube with discharge through gases), the correlation of the optic transmitter-receiver, the reduction in time of the dispersion of the opto-electronic assembly and the device realised in laboratory IT-CCP-GUAME-Craiova.

REVIEWS ● REPORTS ● CHRONICLE ●
ALPHABETIC INDEX

SOMMAIRE

CD 621.3.019.3 : 620.193.21

Lăzăroiu, D. F., Brill Adriana et *Cristescu, M.* : **Contributions à l'étude de la sureté pendant le fonctionnement des équipements électrotechniques, du point de vue des sollicitations climatiques.**

Electrotehnica **18**, no. 12, dec 1970, p. 441–445

On analyse, en tenant compte des sollicitations des facteurs de milieu, en quelle mesure peuvent être appliquées la théorie et la pratique d'interprétation, spécifiques à la sureté pendant le fonctionnement, lors des essais de vérification du comportement des produits exploités dans des conditions climatiques particulières. On donne des exemples qui mettent en évidence l'apport de la théorie de la sureté pendant le foncionnement lorsque l'on planifie les essais, l'interprétation et l'examen des résultats et on indique quelques lignes directives qui s'imposent pour la recherche dans ce domaine.

CD 621.313.33 : 621.876.114

Riulescu, I. : **La sollicitation réelle des moteurs pour ascenseurs.**

Electrotehnica **18** no. 12, dec 1970 p. 446–451

Afin de connaître la sollicitation réelle pendant le fonctionnement du moteur asynchrone à deux vitesses, utilisé pour les ascenseurs d'habitations, on fait la balance énergétique et l'on démontre que l'échauffement est déterminé incontestablement par le fonctionnement intermittant. À la suite des mesurements et des enregistrements effectués pendant l'exploitation on confirme que sa solicitation thermique est sous-nominale ; on présente aussi un diagramme des valeurs extrèmes d'où ressort la valeur maximale du nombre de cycles et la probabilité réduite d'atteindre cette valeur.

CD 621.317.39.084.2 : 538.65 : 621-52

Lăpuşan Valeria : **Déphaseur à traducteurs magnétorésistifs.**

Electrotehnica **18**, no. 12 dec 1970, p. 452–455

On présente un déphaseur réalisé à l'aide d'un traducteur magnétorésistif — nouvelle application des sondes magnétorésistives — qui peut être utilisé dans les systèmes de commande automatique.

CD 621.316.542.022.001.4 : 681.32

Sasu Mimi, Susea, A., Gheorghe, V. et *Alcea Tr.* : **La simulation de certains psrocessus transitoires dans un schéma électrique à élément non-linéaires, utilisant un calculateur numérique Elliott-4120.**

Electrotehnica **18**, no. 12, dec 1970, p. 455–462

L'ouvrage présente la simulation, sur un calculateur numérique, du foncionnement d'un schéma synthétique d'essai à la puissance de rupture des interrupteurs de haute tension. Après une analyse sommaire du fonctionnement du schéma d'essais synthétiques Weil-Dobke, dans l'hypothèse que les tensions en arc aux bornes de l'interrupteur essayé et de l'auxiliaire ont certaines formes, on présente une méthodique de détermination des moments auxquels se produisent diffèrentes connections et déconnexions dans le schéma, l'algorythme, le schéma logique et le programme de calcul. Dans la dernière partie de l'ouvrage on présente comme exemples quelques diagrammes de variation en rapport avec la durée, des courants et des tensions plus importantes du schéma Weil-Dobke, obtenues à l'aide du calculateur numérique Elliott-4120.

CD 621383 : 621.374

Marinescu, A. et *Marinescu Ecaterina* : **Considérations concernant la commande optique à inertie réduite dans les installations d'essais.**

Electrotehnica **18**, no. 12, dec 1970, p. 462–468

On présente les principes modernes de la commande optique en impulsions, la génération des impulsions optiques (laser, diode luminescente, sous décharge de gaz), la corrélation émetteur-récepteur optique, la réduction de la dispersion en rapport du temps de l'ensemble opto-électronique et le dispositif réalisé dans le laboratoire IT de la COP-GUAME — Craiova.

COMPTES – RENDUS ● REFERATS ● CHRONIQUE ● BÈVES COMMUNICATIONS ● SOMMAIRE ANNUEL ET INDEX ALPHABETIQU E

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621. 3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.013.7 : 621.316.933.8

Buckel, R. **Tensiunea de contact de durată scurtă în instalaţiile de transmisie şi în instalaţiile de curent de forţă.** In : Elektrotech. Z., (ETZ-B) **22**, nr. 10, 15 mai 1970, p. 229—231, 10 ref. bibl.

CZ 621.3.051.024 : 621.382.233.621.316.91

Rogowsky, Y. **Eforturile datorate curenţilor şi protecţiei contra supraintensităţii valvelor cu tiristoare, în transportul de înaltă tensiune de curent continuu.** In : Elektrot.h. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 5, 1970, p. 297—302, 8 fig.4 ref. bibl.

CZ 621. 313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.045.18 : 621.016.34

Hartisch, F. **Sarcinile de curent în legăturile de punere în lucru a maşinilor electrice.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **22**, nr. 10, 15 mai 1970, p. 232—233, 3 fig., 1 tabl.

CZ 621.313.14

Bauer, M. **Determinarea cîmpului rezultant în motorul universal.** In Electrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 5, 1970, p. 284—288, 8 fig., 3 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.323.013.8

Albrecht, K. şi *Wever, K. P.* **Motor sincron cu instalaţii de excitare fără inele şi perii, şi cu reglarea curentului reactiv.** In : Siemens — Z, **44**, nr. 6, 1970, p. 351—355, 5 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.333 : 661.937.008.2

Fischer, H. şi *Seiler, G.* **Instalaţii mari de acţionări electrice şi alimentarea lor cu energie într-o uzină de oxigen.** In : Siemens Z **44**, nr. 6, 1970, p. 348—351, 5 fig., 2 tab.

CZ 621.333

Budig, P. K. **Comportarea operaţională a maşinilor de curent continuu alimentate cu curenţi mieşi.** In : Elektrie **24**, nr. 5 mai 1970, p. 167—169, 5 fig.

CZ 621. 314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE COMUTATRICE.

CZ 621.314.21-181.2 : 66.047.1

Galai, G. şi *Karshai, K.* **Uscarea transformatoarelor mari.** In : Elektrie **24**, nr. 5, 1970, p. 170—171, 5 fig.

CZ 621.314.6 : 621.3.019.3

Lappe, R. **Principiile proiectării dispozitivelor şi instalaţiilor electronice de putere, luînd în considerare compromisul între fiabilitate şi cost.** In : Elektrie **24**, nr. 5 mai 1970, p. 158—160, 5 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.63-713.1

Siebenlist, H. **Instalaţia de redresoare mare, cu redresoare cu siliciu răcite cu apă.** In : Siemens-Z **44**, nr. 6, 1970, p. 342—347, 4 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621. 315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII.

CZ 621.315 : 621.316.925.44 : 681.323

Hosemann, G. şi *Krüger, K.* **Comportarea reţelelor care au controlată suprasarcină termică.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91** nr. 5 1970, p. 262—264, 1 fig. 17 ref. bibl.

CZ 621.315.21.051.024 : 621.315.616

Breilmann, W. **Eforturile datorate schimbării polului impuse cablelor izolate cu polietilenă extrudată în transportul curentului continuu de înaltă tensiune.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **91**, nr. 5 1970, p. 291—296, 10 fig., 2 tabl., 10 ref. bibl.

CZ 621.315.61.095.1

Hersping, A. **Efectele de polarizare şi de depolarizare în corpurile izolante cu conductivitate electrică slabă.** In : Elektrotech. Z. (EZT-A) **91**, nr. 5 1970, p. 265—269, 8 fig. 13 ref. bibl.

CZ 621. 316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE. REDESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR.

CZ 621.316.11.052.32

Jahn, G. **Relaţii cantitative între condiţia de declanşare pe nul şi căderea de tensiune staţionară în instalaţiile electroenergetice industriale pînă la $U_{uN} = 660$ V.** In : Elektrie, **24**, nr. 5, mai 1970, p. 155—157, 2 fig.

CZ 621.316.176.001.2 : 621.313.333

Goly, G., Schultz, W. şi *Wels, A.* **Încercări pentru determinarea fenomenelor tranzitorii în reţelele industriale conţinînd un număr mare de motoare asincrone de c.a.** In : Siemens Z **44**, nr. 6 1970, p. 358—363, 13 fig.

CZ 621.316.37.027.311.004

Rimpp, F. **Posibilităţi de utilizare ale instalaţiilor de comutare de 110 kV, încapsulate în metal şi izolate cu SF_6.** In : Siemens-Z, **44**, nr. 6, 1970, p. 362—367, 8 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.5.027 : 2 : 551.58.002.236

Antohi, C. şi *Pîrligras, E.* **Comportarea instalaţiilor de joasă tensiune expuse la variate solicitări climatice.** In : Elektrie, **24**, nr.. 5, mai 1970, p. 172—174, 5 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.316.542.9 : 620.169.1

Amft, D. şi *Drummer, G.* **Durată de viaţă mai îndelungată a pieselor de contact la tehnica de comutare hibridă.** În : Elektrie, **24**, nr. 5 mai 1970, p. 165—167, 3 fig. 1 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621.316.71

Richter, Ch. şi *Schlegel, K. D.* **Echipament de măsurare pentru determinarea unghiurilor de deflecţie a sistemelor sincrone.** In : Elektrie, **24** nr 5. mai 1970, p. 178—179, 3 fig.

CZ 621.316.9-523.8 : 621.313.333

Wever. K. P. **Instalaţie electronică de protecţie şi supraveghere pentru motoare asincrone trifazate într-o staţie de pompare de Pipe-line.** In : Siemens-Z. **44**, nr. 6, 1970, p. 356—358.

CZ 621. 317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317

Michelsson, P. **Tendinţe în dezvoltarea tehnicii măsurărilor electrice. Instrumente cu redresare, termocupluri, circuite multiplicatoare.** In : Elektrie **24**, nr. 5 mai 1970, p. 175—178, 9 fig. 11 ref. bibl.

CZ 621.317.444

Göddecke, H. **Măsurarea fluxului cu magneţi auxiliari suplimentari.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **91**, nr. 5 1970, p. 270—273-, 5 fig. 1 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621. 318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE.

CZ 621.318.13

Fahlenbroch, H. **Materiale metalice magnetice moi aflate în mod curent în comerţ.** In : Elektrotech. Z (ETZ-B) **22**, nr. 11, 29 mai 1970, p. 243—245, 1 tabl.

Abonați-vă la revistele:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

ELECTROTEHNICA

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Balkancar — producător vedetă

Calitcte superioară, varietăți multiple, clientelă numeroasă!

CĂRUCIOARELE TERMICE

elevatoare universale cu putere de ridicare mare, cu platformă sau basculcnte conform alegerii dvs., cu motor Diesel sau motor cu benzină

permit realizarea unor importcnte economii în cheltuielile de manipulcre, dctorită mecanizării operațiilor de trcnsport și de stocaj ale încărcăturilor.

Dotcte cu o gcmă largă de dispozitive interschimbcbile, aceste căruciocre se pretează la manipularea celor mai varicte încărcături.

SERVICIU ȘI PIESE DE SCHIMB GARANTATE

Pentru orice informcții scu cerere de ofertă binevoiți a vă adresa la:
BALKANCARIMPEX, Direcția „Export"
Bulgaria, Sofia,
56, str. Alabine
Telex: 386
Telegrcme: Balkancarimpex — Export Sofia

balkancar

PUBLICOM

Büromaschinen – Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota

Instalaţie pentru culegerea datelor, avînd mari perspective de viitor

Pentru industrie, comerţ, administraţie, pentru toate domeniile economiei, ASCOTA 071, un aparat de valoare pentru înregistrarea electronică a datelor.

Prin deconectarea racordului respectiv, dispozitivul de înregistrare a datelor poate să funcţioneze ca un contabilizor independent.

ASCOTA 071

— reprezintă un grad de automatizare foarte avansat

— înseamnă economie de timp şi

— capacitate mare de lucru

produs în Republica Democrată Germană

Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive speciale. Înregistrarea datelor şi manipularea se realizează printr-o claviatură mică, cu o viteză de imprimare foarte ridicată.

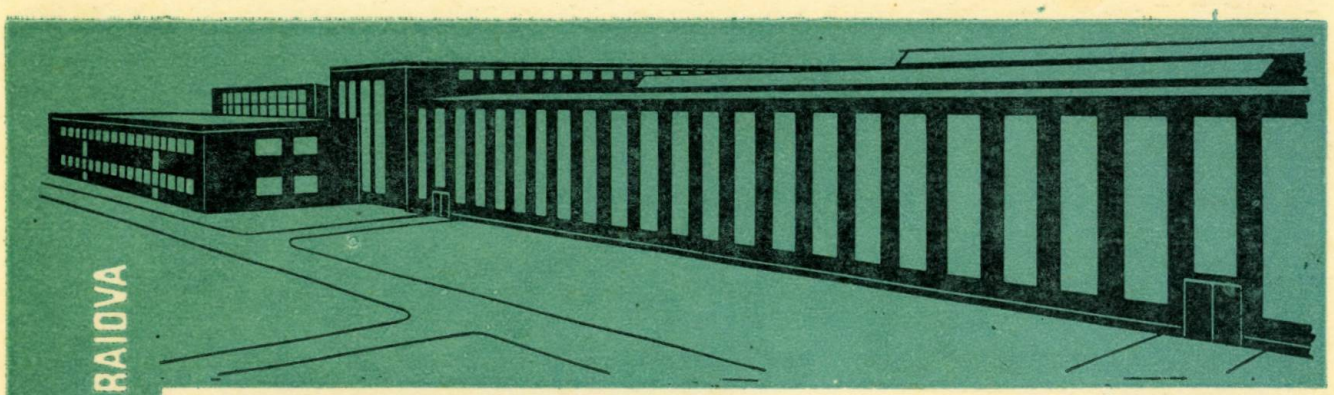
Banda perforată poate fi scoasă şi aparatul de control al cifrelor poate fi racordat.

ELECTROIMPEX S A R L BULGARIA
Sofia, 17 str. G. Washington
Telefon : 88-49-91
Telex : 575

EXPORTĂ :

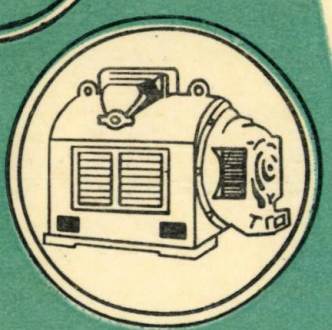
- intreruptoare automate de putere de 63—800 A, de tipurile A1, A2, A3, și A4 — executate conform licenței firmei Sace, Bergamo/Italia,
- o nouă serie de releee termice pentru protecția motoarelor electrice, pînă la 100 kW — tip RTB ;
- contactoare cu aer pentru curent alternativ, din seria K, pînă la 100 A — tip K-0, K-1, K-2, K-3 și K-5 ;
- demaror cu aer, pentru motoare electrice pînă la 20 kW ;
- siguranțe de mare putere cu posibilitate de întrerupere a curentului peste 100 k-A și a curenților nominali pînă la 1 000 A ;
- serii de butoane pentru toate cerințele industriei electrice actuale, executate conform licenței firmei Voigt & Haeffner ;
- regulatoare în trepte pentru transformatoare de putere pînă la 220 kW și pînă la 250 mVA în construcție proprie cît și conform licenței firmei Reinhausen — R.F.G.

PUBLICOM



electroputere CRAIOVA

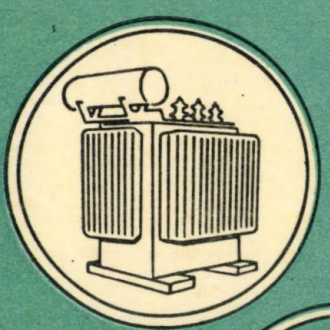
LOCOMOTIVE ELECTRICE
DE 5100 kW
ŞI DIESEL-ELECTRICE
DE 2100 CP



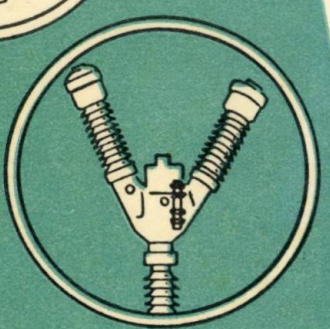
MAŞINI ELECTRICE
ROTATIVE DE CURENT
ALTERNATIV CU PUTERI
PÎNĂ LA 2.000 kW

EXECUTĂ PE BAZĂ DE COMENZI

AUTOTRANSFORMATOARE
ŞI TRANSFORMATOARE DE
PUTERE PENTRU TENSIUNI
PÎNĂ LA 400 kV



APARATAJ ELECTRIC DE
MEDIE ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE
PENTRU CENTRALE, STAŢII ŞI
REŢELE DE DISTRIBUŢIE
PENTRU TENSIUNI PÎNĂ
LA 400 kV



Pentru amănunte, solicitaţi uzinei prospecte şi cataloage în care puteţi găsi date privind caracteristicile tehnice, preţurile şi condiţiile de livrare.

1971 FEB 10

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREȘTI ● BD. T. VLADIMIRESCU 45—47 ● TELEFON 31.41.00

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță, că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor Dvs. doriți standuri și metode de încercări care să vă dea în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse ? Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite

La toate aceste întrebări, ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE), care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

Telefonați la: 31.41.00.